

DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN



PROYECTO FINAL DE CARRERA

**ESTUDIO DE GUÍAS DE ONDA
EN LA BANDA DE THZ**

AUTOR: MARIO MÉNDEZ ALLER

TUTOR: LUIS ENRIQUE GARCÍA MUÑOZ

TÍTULO: *ESTUDIO DE GUÍAS DE ONDA EN
LA BANDA DE THZ.*

AUTOR: *MARIO MÉNDEZ ALLER*

TUTOR: *LUIS ENRIQUE GARCÍA MUÑOZ*

La defensa del presente Proyecto Fin de Carrera se realizó el día 17 de julio de 2013; siendo calificada por el siguiente tribunal:

PRESIDENTE:

SECRETARIO

VOCAL

Habiendo obtenido la siguiente calificación:

CALIFICACIÓN:

Presidente

Secretario

Vocal

Agradecimientos

En primer lugar, mi más sincero agradecimiento a mis padres, Belarmino e Isabel, cuyo esfuerzo por proporcionarme las mejores oportunidades nunca podré dejar de agradecer. También a mis hermanos, María Isabel, Marta y Luis, que cada día son un ejemplo para seguir hacia adelante. Seguiré aspirando a ser alguien como vosotros.

Mi más sincero agradecimiento a mi tutor, Luis Enrique García, por su apoyo, su ayuda y su comprensión durante la realización de este proyecto.

A Alejandro Rivera, porque ha empleado parte de su valioso tiempo para darme una ayuda desinteresada.

A Joselu, Rafa, Juanqui, Isma, Álvaro y todos aquellos que siempre han estado dispuestos a proporcionar algún momento de evasión fuera de la Universidad. Mención especial para Eva, que durante este último año me ha tenido que aguantar, pero cuya sonrisa siempre estaba ahí para alegrarme el día cuando todo terminaba.

A mis compañeros durante estos años de Universidad, que han hecho que todo resulte mucho más ameno.

A mis padres, por su inagotable apoyo. A mis hermanas y a mi hermano, por ser el mejor ejemplo para mis aspiraciones.

Resumen

En el presente proyecto se aborda el estudio de estructuras en la banda de THz para propagación de ondas electromagnéticas con bajas pérdidas. Se empieza con un estudio del estado del arte y de la motivación del proyecto. A continuación, se realiza un estudio teórico de una topología básica de guía dieléctrica en la banda de THz. Por último, se aportaran nuevas guías de onda que aborden el problema.

Índice general

| | |
|---|-----------|
| 1. Motivación y Estado del Arte | 17 |
| 1.1. Introducción a la tecnología de Terahercios | 17 |
| 1.2. Aplicaciones | 18 |
| 1.3. El problema del guiado y el estado del arte de las guías de onda en THz | 20 |
| 1.4. Objetivos y contenido del proyecto | 22 |
| 2. Estudio de la topología básica de guía dieléctrica para su uso en la banda de Terahercios | 25 |
| 2.1. Introducción | 25 |
| 2.2. Carta de modos para guías simétricas y asimétricas | 27 |
| 2.3. Estudio de la distribución de los campos E y H en la guía | 30 |
| 2.4. Distribución de la potencia en la guía | 36 |
| 2.5. Atenuación | 39 |
| 3. Guía dieléctrica basada en la emulación de paredes metálicas | 47 |
| 3.1. Introducción: guías metálicas en la banda de THz | 47 |
| 3.2. Estructuras para la emulación de la condición de PEC | 48 |
| 3.2.1. Estructura basada en la sucesión de láminas de longitud $\lambda/4$ | 48 |
| 3.2.2. Espejo magnético perfecto utilizando una estructura dieléctrica resonante | 53 |
| 3.3. Guías dieléctricas basadas en el emulador $\lambda/4$ | 54 |
| 3.3.1. Introducción | 54 |
| 3.3.2. Guía con tres capas $\lambda/4$ y <i>slab</i> central de GaAs | 55 |
| 3.3.3. Introducción de elementos metálicos para la reducción de las pérdidas de propagación | 58 |

| | |
|--|-----------|
| 4. Guías de bajas pérdidas basadas en la guía dieléctrica <i>slab</i> | 69 |
| 4.1. Introducción | 69 |
| 4.2. Estudio de las pérdidas en una guía simétrica. | 70 |
| 4.2.1. Guía de espesor eléctricamente grande. | 70 |
| 4.2.2. Guía dieléctrica de espesor reducido. | 71 |
| 4.2.3. Aproximación a la guía agujereada | 74 |
| Conclusiones y futuras líneas de trabajo | 79 |

Lista de Figuras

| | |
|---|----|
| 1.1. Fotografía de un ejemplo de aplicación en identificación de artefactos peligrosos . | 19 |
| 1.2. Guías de onda comunes en THz: atenuación y dispersión | 22 |
| 2.1. Geometría de una guía dieléctrica slab | 26 |
| 2.2. Diagramas de dispersión | 31 |
| 2.3. Campos en una guía simétrica eléctricamente grande | 33 |
| 2.4. Campos en una guía simétrica eléctricamente pequeña | 34 |
| 2.5. Campos en una guía asimétrica | 35 |
| 2.6. Ratio de potencia para una guía simétrica en función de la frecuencia. | 38 |
| 2.7. Ratio de potencia para una guía simétrica en función del espesor | 39 |
| 2.8. Atenuación en función de la frecuencia | 43 |
| 2.9. Atenuación en función del espesor | 44 |
| 2.10. Comparativa entre la atenuación de guías simétricas y asimétricas | 45 |
| 3.1. Atenuación en guías metálicas | 48 |
| 3.2. Estructura formada por una lámina de longitud $\lambda/4$ | 49 |
| 3.3. Estructura formada por dos láminas de longitud $\lambda/4$ | 50 |
| 3.4. Estructura formada por tres láminas de longitud $\lambda/4$ | 50 |
| 3.5. Estructura formada por cinco láminas de longitud $\lambda/4$ | 51 |
| 3.6. Módulo del coeficiente de reflexión para una estructura formada por cinco y tres láminas $\lambda/4$ | 53 |
| 3.7. Estructura utilizada como elemento individual del espejo magnético perfecto . . | 54 |
| 3.8. Estructura básica de una guía basada en paredes dieléctricas de espesor $\lambda/4$. . . | 56 |
| 3.9. Parámetro s_{12} y atenuación de la guía basada en el emulador $\lambda/4$ | 58 |
| 3.10. Campo eléctrico en la guía básica con emuladores $\lambda/4$ | 59 |

| | |
|---|----|
| 3.11. Campo magnético en la guía básica con emuladores $\lambda/4$ | 59 |
| 3.12. Estructura de la guía con tres paredes metálicas añadidas. | 60 |
| 3.13. Campo eléctrico en la guía con tres paredes metálicas. | 62 |
| 3.14. Primera propuesta para reducción de la atenuación | 63 |
| 3.15. Segunda propuesta para reducción de la atenuación | 64 |
| 3.16. Tercera propuesta para reducción de la atenuación | 65 |
| 3.17. Cuarta propuesta para reducción de la atenuación | 66 |
| 3.18. Campo eléctrico en la guía con tres paredes metálicas. | 67 |
| 4.1. Estructura de la guía slab simulada con espesor eléctricamente grande | 71 |
| 4.2. Evolución de la atenuación en una guía <i>slab</i> de espesor $h = 208 \mu m$ en función de la atenuación. | 72 |
| 4.3. Modelo de guía alimentada a través de una doble transición. | 73 |
| 4.4. Campo teórico en una sección longitudinal de la guía <i>slab</i> simétrica. | 75 |
| 4.5. Campo eléctrico y magnético en el plano $y = 0$ para una guía con $h = 60 \mu m$ (sección longitudinal en el centro de la guía) | 75 |
| 4.6. Primer modelo de guía agujereada. | 76 |
| 4.7. Segundo modelo de guía agujereada. | 76 |
| 4.8. Tercero modelo de guía agujereada. | 77 |
| 4.9. Campos en guías agujereadas(sección trasversal) | 78 |

Lista de Tablas

| | |
|--|----|
| 3.1. Impedancia y coeficiente de reflexión para estructuras con diferente número de láminas | 52 |
| 3.2. Cuadro resumen de las prestaciones de las guías que utilizan los emuladores $\lambda/4$. | 68 |
| 4.1. Parámetro s_{12} de una guía slab simétrica de espesor $h = 208 \mu m$ para diferentes longitudes | 72 |
| 4.2. Parámetro s_{12} de una guía slab a 0.8 THz simétrica para diferentes espesores. La longitud se ha fijado a 1 mm. | 73 |
| 4.3. Parámetro s_{12} de una guía slab a 0.8 THz con cuatro orificios en las esquinas. . | 77 |

Capítulo 1

Motivación y Estado del Arte

1.1. Introducción a la tecnología de Terahercios

Normalmente se denomina banda de Terahercios (THz) a la región del espectro electromagnético que comprende el rango de frecuencias que va desde los 100 GHz hasta los 10 THz. Durante mucho tiempo ha sido una banda prácticamente vacía de uso, sin desarrollos tecnológicos que permitieran crear fuentes de potencia comparables a las existentes tanto a frecuencias inferiores (RF), como superiores a través de la tecnología desarrollada en el rango óptico. Esto ha provocado que durante mucho tiempo este rango pasara a denominarse *gap* de THz. Sin embargo, en las últimas décadas se han hecho importantes esfuerzos en el desarrollo de fuentes y detectores aptos para operar en el rango de THz, haciendo este hueco cada vez más estrecho, lo que junto al amplio abanico de potentes aplicaciones que han ido apareciendo para esta tecnología, lo han convertido en un campo con gran atractivo para la investigación. Los campos de la medicina, la biología, la astronomía y la producción industrial son los más beneficiados por esta tecnología y los que aportan mayor número de aplicaciones.

Este hueco de THz se ha ido cerrando progresivamente a través del aumento de la frecuencia a la que los equipos de RF pueden operar y de la disminución que hacen a su vez los elementos de las tecnologías ópticas. En los últimos años se han hecho esfuerzos por combinar las técnicas de RF con la óptica, dando lugar al fotomezclado [1].

1.2. Aplicaciones

Las aplicaciones que pueden darse en esta banda surgen en su mayoría de carencias en la banda de microondas y de la óptica. Aspectos como la estrechez de los haces de los que se dispone en longitudes de onda submilimétrica, lo que permite el incremento de la resolución espacial de los sistemas de imagen; así como la características de propagación en ciertos materiales que son opacos en la banda óptica (papel, ropa o plásticos, entre otros) han hecho la tecnología de terahercios un campo atractivo para la investigación y el desarrollo de nuevas aplicaciones.

Entre las principales aplicaciones que hacen uso de la tecnología de terahercios pueden mencionarse las siguientes:

1. Imagen

Las aplicaciones de obtención de imágenes en la banda de Terahercios son atractivas porque las longitudes de onda comprendidas entre los $100\ \mu m$ y $1\ mm$ son lo suficientemente pequeñas como para proveer de gran resolución utilizando aperturas no muy grandes y son, a su vez, los suficientemente grandes como para penetrar materiales como la ropa o el cartón. Sin embargo, existen muchos esfuerzos por hacer en cuanto a su aplicación en entornos reales debido a las carencias en aspectos como la falta de portabilidad (muchas veces es necesaria la criogenización de los receptores), o el problema de identificación del blanco entre el *clutter*.

La posibilidad de atravesar ciertos materiales permite su aplicación en sistemas de seguridad permitiendo, por ejemplo, la identificación de armas y otros artefactos potencialmente peligrosos bajo la ropa de un individuo, incluso cuando estos no contienen materiales metálicos (ver fig 1.1). La imagen médica es otra de las posibles aplicaciones, pudiendo obtener la imagen de ciertos tipos de tejido sin técnicas invasivas ni aplicación de radiación ionizante.

2. Astrofísica y Ciencias de la Tierra

Si se excluye la Radiación de Fondo de Microondas, que está comprendida en longitudes de onda de entre uno y cinco milímetros (con un pico a dos milímetros); la mayor parte de la radiación del Universo es emitida en longitudes de onda mayores a $10\ \mu m$, con su máximo en $100\ \mu m$ (3 THz).

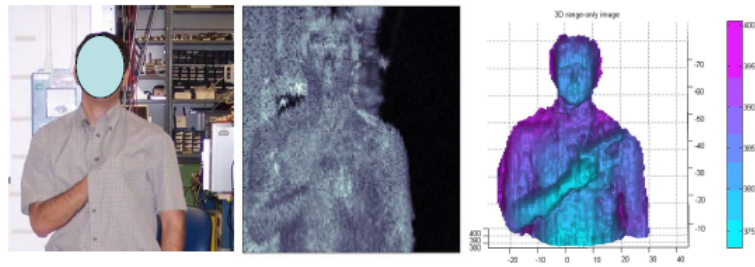


Figura 1.1: Fotografía de un ejemplo de aplicación en identificación de artefactos peligrosos utilizando un radar a 600 GHz. Extraído de [2].

La radiación en la banda de terahercios se corresponde con una energía del fotón de entre 1.2 y 1.4 meV, lo que equivale a una temperatura de cuerpo negro de entre 14 y 140 K. Este rango de energías puede venir originado por el movimiento vibratorio de bastantes moléculas ligeras, por lo que la espectroscopia para el análisis de estas emisiones ha motivado el desarrollo de instrumentos en la banda de THz. La observación de procesos de cambio, como la formación estelar, la formación de sistemas planetarios o el estudio de la composición y evolución de las galaxias son alguna de las principales aplicaciones en astrofísica. Además, permite estudiar los constituyentes atmosféricos y la dinámica de planetas y otros cuerpos del Sistema Solar, existiendo un gran interés en el estudio de los planetas y sus lunas, especialmente de aquellos con características similares a las de la Tierra. Los instrumentos utilizados en las longitudes de onda submilimétrica permiten captar gran cantidad de información sobre sus atmósferas, superficies y estructura interna, que hasta ahora permanecía oculta [2]. Las aplicaciones en el análisis del clima para sondear la salud ambiental del propio planeta Tierra es la aplicación fundamental en las Ciencias de la Tierra [3].

Una de las principales limitaciones para la observación en esta banda reside en la opacidad de la atmósfera terrestre. Por ello, los sistemas embarcados en plataformas espaciales son los predominantes, aunque también se han desarrollado sistemas terrenos en las bandas más bajas (hasta 1.5 THz).

3. Análisis de composición química por espectroscopia

Relacionado con lo anterior, la espectroscopia de absorción puede ser muy adecuada para el análisis de la composición química con una precisión que puede llegar a las partes por

millón. Multitud de moléculas, incluso grandes moléculas orgánicas, pueden ser detectadas en esta banda. Su uso junto a las técnicas de imagen, permite la localización y detección de agentes químicos como explosivos y otras armas no metálicas, por lo que su uso en aplicaciones de seguridad tiene un particular interés.

4. Comunicaciones

Debido a la falta de guías de onda con unas características de atenuación adecuadas, a las pobres características de propagación en el aire y a la falta de fuentes que provean de la suficiente potencia, no se plantea todavía su utilización en comunicaciones de largo radio. Sin embargo, una potencial aplicación es su uso en pequeñas redes de área local o personal.

1.3. El problema del guiado y el estado del arte de las guías de onda en THz

El amplio abanico de aplicaciones de la tecnología de terahercios, especialmente en seguridad, imagen y espectroscopia, ha propiciado que haya surgido un fuerte interés en los últimos años. Sin embargo, el guiado de ondas en esta región del espectro, entre medias de las soluciones de guías en microondas y de fibras ópticas, es todavía un reto [4].

La principal complejidad en el desarrollo de guías de onda en terahercios reside en el hecho de que casi todos los materiales son altamente absorbentes en esta región. Los primeros diseños de guías de onda fueron encaminados a escalar y adaptar la tecnología ya existente en comunicaciones ópticas y microondas. Sin embargo, las principales soluciones de ambas bandas, las guías metálicas y las fibras dieléctricas cilíndricas, respectivamente, sufren de fuertes pérdidas de propagación. Estas pobres prestaciones provienen del incremento de las pérdidas óhmicas en los metales y de la falta de transparencia en los materiales utilizados en las guías dieléctricas [5]. El reto que plantea la reducción de estas pérdidas mediante la búsqueda de soluciones alternativas ha generado un gran interés en el estudio de guías para THz, siendo además uno de los principales objetivos del presente proyecto.

El desarrollo de nuevas guías persiguiendo la reducción de las pérdidas de propagación ha conseguido disminuir el nivel de esta atenuación desde los 100 dB/m hasta aproximadamente 1 dB/m, lo que ya es comparable a las pérdidas sufridas en la transmisión en espacio libre. Entre los diseños que han conseguido las mejores prestaciones pueden destacarse las *Dielectric-lined*

Hollow Metallic Waveguides [5], consistentes en una guía metálica agujereada donde la superficie metálica interna se recubre con una fina capa de material dieléctrico de entre $10\ \mu m$ y $20\ \mu m$. La principal herramienta de este tipo de guías para disminuir las pérdidas consiste en distribuir la energía que se está guiando en la zona agujereada, siendo necesario minimizarla en las zonas próximas a las superficies metálicas.

Si se habla de guías metálicas, los modos que cumplan la propiedad de minimizar la energía próxima a las superficies metálicas serán más ventajosos. Si se considera, por ejemplo, una guía de placas paralelas, las pérdidas se incrementan con la frecuencia para un modo TEM, pues éste exhibe una distribución uniforme, mientras que para el modo TE₁ el campo se desvanece cerca de las placas, lo que supone una drástica reducción de las pérdidas óhmicas. Por lo tanto, las pérdidas de un modo TE₁ decrecen con la frecuencia para una separación suficientemente larga ($d \gg \lambda$), aunque esto complica el diseño al hacer posible la propagación de múltiples modos. La misma propiedad cumplen los modos TM_{01} y TE_{01} de una guía metálica cilíndrica agujereada; donde el modo que posee componentes normales de campo eléctrico a la superficie (TM_{01}) tiene, en general, más pérdidas.

Las otras soluciones de guías con bajas pérdidas son puramente dieléctricas. Las dos soluciones existentes, guías de *crystal fotónico* y guías porosas, utilizan un *core* parcialmente vaciado o agujereado para reducir la absorción de los materiales dieléctricos. El mecanismo de guiado de las guías de cristal fotónico consiste en las reflexiones que sufre la onda viajera en el *cladding*. En las guías porosas, por su parte, el mecanismo consiste en la superposición entre los modos del *core* y del *cladding*. Aunque en estas guías la mayor parte de la energía se propaga en las zonas agujereadas, la absorción de los materiales dieléctricos es aún importante mostrando unas pérdidas de entre 20 y 40 dB/m. Para continuar reduciendo las pérdidas en las guías dieléctricas es necesario buscar materiales con una absorción menor en THz. Uno de los principales candidatos es el silicio con alta resistividad, que permite reducir las pérdidas hasta 4.3 dB/m en el rango 0.2-1 THz. Este tipo de materiales puede hacer posible el uso de guías sólidas (sin agujerear) si, además, se logra un régimen monomodo, aunque conseguir esto último es una de las principales limitaciones de la tecnología actual.

Es importante mencionar que existen aplicaciones como el sensado que no requieren de la utilización de guías de bajas pérdidas y que a veces las principales causas de su origen, como la propagación cerca de superficies metálicas, son inevitables.

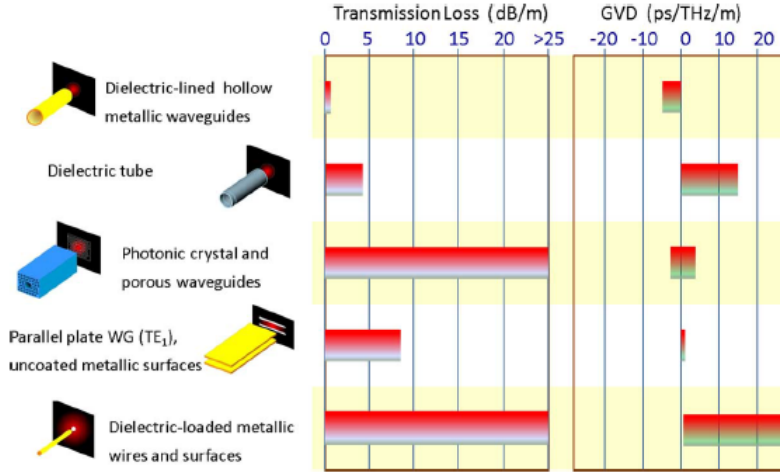


Figura 1.2: Atenuación y dispersión de las guías de onda comunes en THz. Extraído de [5].

1.4. Objetivos y contenido del proyecto

El objetivo fundamental del presente proyecto es el inicio del estudio de diferentes soluciones de guía dieléctrica en la banda de THz. Estas guías deberán tener unas pérdidas lo más bajas posibles, en el orden de las mejores guías existentes hasta ahora (1 dB/m), aunque esto excede lo previsto para este proyecto, donde se plantearán algunas soluciones que puedan servir como punto de partida. También se intentará buscar soluciones totalmente dieléctricas que permitan, por un lado, dotar de flexibilidad a la guía para un despliegue más fácil y, por otro lado, eliminar las dificultades que supone la fabricación de guías metálicas tan pequeñas para esta banda. Todo esto puede resumirse en que se va a iniciar la búsqueda una guía de bajas pérdidas en THz con unas características mecánicas similares a las de la fibra óptica, lo que permitiría simplificar y abaratar la fabricación y el despliegue de tramos cortos.

El contenido del proyecto se va a dividir en tres capítulos fundamentales, que cubren desde el estudio teórico de la aplicación de las topologías básicas de guías dieléctricas en la banda de terahercios, haciendo especial énfasis en las pérdidas de propagación, hasta la simulación de diferentes propuestas y soluciones de las surgidas del análisis realizado a través de este estudio previo.

En la primera parte se realiza el estudio de la guía dieléctrica más básica, la guía *slab*. Se comenzará con una breve descripción de este tipo básico de guía, para continuar con la obtención de los diagramas de dispersión normalizados, lo que dará una idea de los modos que se propagan

en la guía atendiendo a la frecuencia de operación y la geometría. A continuación se realizará un estudio detallado de la distribución y confinamiento del campo para diferentes formas de la guía y, atendiendo a aquellos casos en los que la energía se distribuya por las zonas con menos pérdidas, se buscarán soluciones para hacer viable esta disminución de las pérdidas. Para ello, se estudiará una medida objetiva útil de la distribución de la potencia consistente en el cociente entre la potencia confinada en el *core* y la potencia total guiada. Por último, se programarán las ecuaciones de la atenuación y, aplicándolas para varios casos, buscaremos la correlación con los apartados anteriores de cara a localizar los mecanismos que permitan su reducción de manera notable. Todas las soluciones se obtendrán suponiendo el uso de arseniuro de galio (GaAs), pues es un material fundamental en el diseño de los componentes de fotomezclado que alimentan los sistemas en THz, manteniendo de esta manera la máxima capacidad de adaptación posible para no perder en reflexiones la ya de por sí limitada potencia de la que se dispone.

En la segunda parte se realiza un estudio mediante simulación de la atenuación de las guías metálicas en la banda de THz. Una vez comprobada la ya más que conocida limitación de este tipo de guías, se va a intentar buscar soluciones a este problema de las altas pérdidas. Para ello, se elimina la parte metálica y se sustituye por algún tipo de estructura dieléctrica que emule, aunque sea de manera paso banda, las condiciones de contorno que impone un metal perfecto. Se estudiarán dos soluciones para el emulador: una basada en un conjunto de tramos de longitud $\lambda/4$ consecutivos y de diferentes permitividades y otra estructura basada en un *array* de resonadores diseñados con materiales dieléctricos que impongan una condición de espejo magnético perfecto. Por último, se mostrarán los resultados obtenidos en simulación con guías modeladas utilizando este tipo de soluciones, especialmente la primera, analizando sus carencias y buscando correcciones a través de la introducción de pequeñas partes metálicas que nos ayuden a controlar la distribución del campo.

Por último, se mostrarán los resultados en simulación de guías basadas en el *slab* básico estudiado en la primera parte. Se analizarán las prestaciones de las guías cuando se limita su tamaño, atendiendo a su configuración modal y a la distribución del campo. En la última parte se buscarán soluciones a través del agujereado de las guías slab.

Capítulo 2

Estudio de la topología básica de guía dieléctrica para su uso en la banda de Terahercios

2.1. Introducción

Las guías dieléctricas *slab* son las más simples entre todas las guías dieléctricas. Debido a esta sencillez, todos los modos posibles (guiados y radiados) de esta estructura pueden ser descritos mediante expresiones matemáticas simples. Además, su estudio y análisis puede ayudar a comprender fenómenos en guías de geometría más compleja. El objetivo de esta primera parte es la programación de las diferentes expresiones para los modos guiados de esta estructura y la discusión de los resultados para una primera aproximación a sus prestaciones en la banda de los Terahercios (THz), haciendo especial énfasis en las pérdidas sufridas por el guiado, una de las principales limitaciones en esta banda.

La guía dieléctrica *slab* asimétrica está formada por tres medios de diferente permitividad eléctrica, distinguiéndose tres regiones que se distribuyen como se muestra en la Fig. 2.1 que se extienden de manera infinita en y y z . Además, los medios de la estructura deben cumplir que $\epsilon_1 > \epsilon_2 \geq \epsilon_0$. Todos los resultados que se van a presentar a continuación son aplicables a guías simétricas, aquellas en las que las permitividades de los medios externos (regiones 0 y 2 de la figura 2.1) son iguales y, generalmente, igual a la unidad. Es decir, la guía simétrica se limitará, generalmente, a una única plancha de material dieléctrico de alta permitividad en el

vacío o el aire. A lo largo de todo el proyecto se utilizará de manera habitual la nomenclatura que suele utilizarse en guías dieléctricas en tecnologías ópticas: *core* para la región central de la guía (región 1) y *cladding* para las regiones externas (regiones 0 y 2).

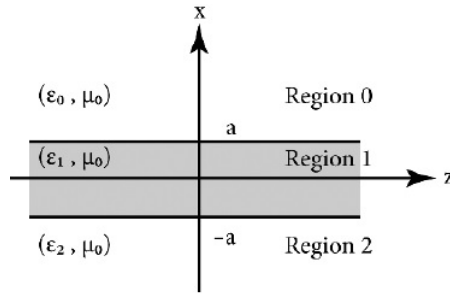


Figura 2.1: Geometría de una guía dieléctrica slab de espesor $2a$ (extraído de [6]).

La principal dificultad que surge en el diseño de guías de onda en la banda de THz reside en las pérdidas que presentan casi todos los materiales a estas frecuencias. Las pobres características en cuanto a pérdidas que sufren tanto guías metálicas como dieléctricas se pueden explicar atendiendo al incremento de las pérdidas óhmicas en metales y a la falta de la suficiente transparencia en los materiales dieléctricos en THz [5]. Debido a que uno de los materiales que menores pérdidas presenta es el aire seco, se comprobará que una de las mejores formas para conseguir disminuir las pérdidas en una guía dieléctrica es reducir el tamaño eléctrico de la región central buscando que la mayor parte del campo se propague en el dieléctrico aire que rodea al *core*, de mayor permitividad y pérdidas, resultado que es utilizado también en [7].

En el siguiente apartado se presentan diferentes cartas de modos a partir de la resolución de las ecuaciones de los eigenvalores para la estructura según diferentes configuraciones (utilizando estructuras simétricas y asimétricas). A continuación se realizará un estudio más profundo de este tipo de guía mediante la presentación de la distribución de campo para diferentes modos y configuraciones. Posteriormente, y tras observar cómo el campo puede guiarse sin estar totalmente confinado dentro del core, estudiaremos la distribución de la potencia en una sección transversal de la guía para diferentes espesores y frecuencias. Finalmente, buscaremos una relación entre esta distribución de la potencia y la atenuación presente en la guía, observando también las diferencias que puedan presentarse entre las configuraciones simétrica y asimétrica.

2.2. Carta de modos para guías simétricas y asimétricas

El primer paso para el estudio de la guía es la observación de los diagramas de dispersión que conforman las cartas modales. Estos diagramas son una representación de la frecuencia de operación frente a las diferentes valores de la constante de propagación β que pueden darse a esa frecuencia, uno por cada modo guiado. De esta manera podrá estudiarse la configuración modal de la guía, observando modos fundamentales, frecuencias de corte y anchos de banda monomodo.

Antes de pasar a la implementación de las ecuaciones, es interesante destacar dos propiedades obtenidas de [6] y [8] que describen el comportamiento de los modos fundamentales en una guía dieléctrica:

- Para una guía simétrica, los modos fundamentales son el TM₀ y el TE₀ con frecuencia de corte cero; pudiendo propagarse, teóricamente, a cualquier frecuencia arbitrariamente baja.
- Las guías asimétricas tienen un modo fundamental con una frecuencia de corte no nula. En estas guías se propagan un número finito de modos guiados junto a un número infinito de modos radiantes. Los dos conjuntos de modos pueden obtenerse a partir de la solución del problema de condiciones de contorno, pudiendo también estudiarse los modos guiados utilizando un modelo de rayos ópticos [8].

Para la resolución numérica de las ecuaciones de eigenvalores, partimos de las expresiones dadas en [6]. La ecuación de la relación de dispersión surge de hacer posible la existencia de una solución no trivial al sistema homogéneo de ecuaciones que se plantea al aplicar las condiciones de contorno en las interfaces entre los medios.

La resolución se hará tomando parámetros normalizados que permitan la simplificación de las ecuaciones a utilizar y que puedan proporcionar gráficos independientes del espesor del *core* y de la frecuencia. De esta manera, fijadas unas permitividades, el diagrama puede ser válido para cualquier espesor y frecuencia.

1. Relación de dispersión modos TM

$$\begin{aligned}
 & (\sin p_1 a - s_1 \cos p_1 a) (\cos p_1 a + s_2 \cos p_1 a) \\
 & + (\sin p_1 a - s_2 \cos p_1 a) (\cos p_1 a + s_1 \cos p_1 a) = 0
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

donde:

$$s_1 = \frac{q_0}{p_1} \cdot \frac{\epsilon_1}{\epsilon_0} \tag{2.2}$$

$$s_2 = \frac{q_2}{p_1} \cdot \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \tag{2.3}$$

$$q_2^2 = \beta^2 - \omega^2 \mu \epsilon_2 \tag{2.4}$$

$$q_0^2 = \beta^2 - \omega^2 \mu \epsilon_0 \tag{2.5}$$

$$p_2^2 = \omega^2 \mu \epsilon_1 - \beta^2 \tag{2.6}$$

Para una fácil implementación, se normaliza el diagrama de dispersión, tomando como variables de la ecuación a resolver $x = \beta a$ e $y = k_0 a$.

De esta manera, tomando:

$$q_2 a = \sqrt{\beta^2 a^2 - \omega^2 \mu \epsilon_2 a^2} \tag{2.7}$$

$$q_0 a = \sqrt{\beta^2 a^2 - \omega^2 \mu \epsilon_0 a^2} \tag{2.8}$$

$$q_2 a = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon_1 a^2 - \beta^2 a^2} \tag{2.9}$$

Donde $\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$.

Y multiplicando numerador y denominador de s_1 y s_2 por a se obtiene:

$$s_1 = \sqrt{\frac{x^2 - y^2}{y^2 \epsilon_{r1} - x^2}} \cdot \epsilon_{r1} \tag{2.10}$$

$$s_2 = \sqrt{\frac{x^2 - y^2 \epsilon_{r2}}{y^2 \epsilon_{r1} - x^2}} \cdot \frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}} \tag{2.11}$$

Quedando la ecuación de autovalores de los modos TM como:

$$\begin{aligned}
& \left[\sin \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} - \epsilon_{r1} \sqrt{\frac{x^2 - y^2}{y^2 \epsilon_{r1} - x^2}} \cdot \cos \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} \right] \cdot \\
& \cdot \left[\cos \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} + \frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}} \sqrt{\frac{x^2 - y^2 \epsilon_{r2}}{y^2 \epsilon_{r1} - x^2}} \cdot \sin \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} \right] + \\
& + \left[\sin \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} - \frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}} \sqrt{\frac{x^2 - y^2 \epsilon_{r2}}{y^2 \epsilon_{r1} - x^2}} \cdot \cos \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} \right] \cdot \\
& \cdot \left[\cos \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} + \epsilon_{r1} \sqrt{\frac{x^2 - y^2}{y^2 \epsilon_{r1} - x^2}} \cdot \cos \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} \right] = 0 \quad (2.12)
\end{aligned}$$

2. Relación de dispersión modos TE

$$\begin{aligned}
& (\sin p_1 a - t_1 \cos p_1 a) (\cos p_1 a + t_2 \sin p_1 a) \\
& + (\sin p_1 a - t_2 \cos p_1 a) (\cos p_1 a + t_1 \sin p_1 a) = 0 \quad (2.13)
\end{aligned}$$

$$t_1 = \frac{q_0}{p_1} = \sqrt{\frac{x^2 - y^2}{y^2 \epsilon_{r1} - x^2}} \quad (2.14)$$

$$t_2 = \frac{q_2}{p_1} = \sqrt{\frac{x^2 - y^2 \epsilon_{r2}}{y^2 \epsilon_{r1} - x^2}} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned}
& \left[\sin \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} - \sqrt{\frac{x^2 - y^2}{y^2 \epsilon_{r1} - x^2}} \cdot \cos \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} \right] \cdot \\
& \cdot \left[\cos \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} + \sqrt{\frac{x^2 - y^2 \epsilon_{r2}}{y^2 \epsilon_{r1} - x^2}} \cdot \sin \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} \right] + \\
& + \left[\sin \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} - \sqrt{\frac{x^2 - y^2 \epsilon_{r2}}{y^2 \epsilon_{r1} - x^2}} \cdot \cos \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} \right] \cdot \\
& \cdot \left[\cos \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} + \sqrt{\frac{x^2 - y^2}{y^2 \epsilon_{r1} - x^2}} \cdot \cos \sqrt{y^2 \epsilon_{r1} - x^2} \right] = 0 \quad (2.16)
\end{aligned}$$

Para la resolución de estas dos ecuaciones trascendentes (2.12 y 2.16) se aplica un método numérico consistente en, fijado un valor de y , la búsqueda dentro de un conjunto discreto de valores de x de cambios de signo entre puntos consecutivos. Se fija una cierta cota de máxima

variación entre los dos valores de x consecutivos para que, en caso de que se produzca un cambio de signo, puedan eludirse aquellos provenientes de asíntotas verticales y quedarnos sólo con los ceros de la función. Para cada valor de y , los valores de x tomados se encuentran entre las asíntotas dentro de las cuales tiene sentido dar una solución (donde ésta existe). Estas asíntotas son las rectas correspondientes a la constante de propagación de una onda plana en un medio dieléctrico no dispersivo, estando el límite inferior impuesto por el medio ϵ_2 y el superior por ϵ_1 al ser $\epsilon_1 > \epsilon_2$.

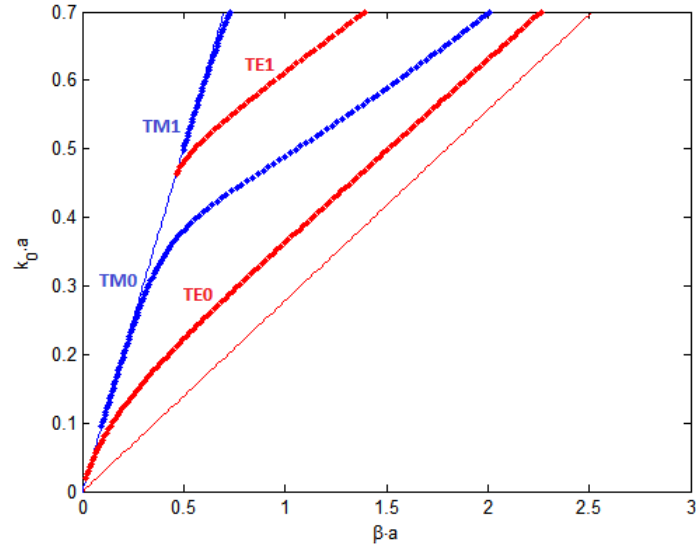
En la figura 2.2 se muestran los resultados de dos diagramas generados a partir de las ecuaciones anteriores. En primer lugar se presenta el diagrama obtenido como resultado de utilizar una guía slab simétrica (i.e. $\epsilon_2 = \epsilon_0$). En este diagrama se puede observar como los modos TE y TM (rojo y azul, respectivamente) con el mismo índice aparecen degenerados. La pequeña diferencia que puede observarse entre las frecuencias de corte se puede explicar por la limitación del método numérico utilizado en la resolución, pues para evitar resultados anómalos se han excluido los puntos correspondientes a las asíntotas. En segundo lugar se puede observar la carta de modos para una guía asimétrica (i.e. $\epsilon_2 > \epsilon_0$). Lo más destacable en este caso es observar como los modos de mismo índice ya no aparecen degenerados y los modos TE tienen una frecuencia de corte menor.

2.3. Estudio de la distribución de los campos E y H en la guía

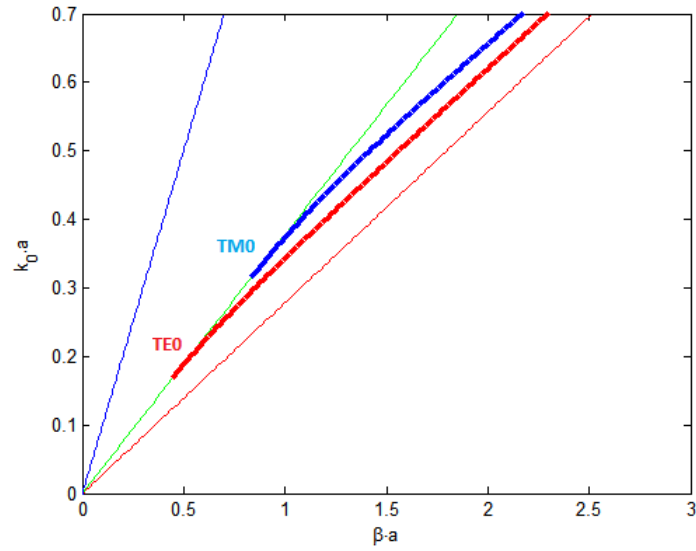
Observar la distribución de las diferentes componentes del campo, en cortes longitudinales y transversales, es fundamental para la búsqueda de mecanismo de reducción de la atenuación en la guía. En concreto, proporciona una mejor idea de las diferencias existentes entre las guías simétricas y asimétricas así como la diferente forma en la que se confina el campo dados diferentes espesores del *core*. El estudio teórico de la distribución de los campos se hará sobre varias topologías diferentes, utilizando guías simétricas y asimétricas con diferentes espesores y resolviendo para diferentes modos.

1. Guía simétrica con espesor eléctricamente grande

La primera estructura a simular es una guía simétrica con $\epsilon_1 = 12,9 \cdot \epsilon_0$ (GaAs) y $\epsilon_2 = \epsilon_0$ y con un espesor eléctricamente comparable a la longitud de onda. El espesor escogido es $80 \mu m$, lo que supone, a 1 THz:



(a)



(b)

Figura 2.2: (a) Diagrama de dispersión para guía slab simétrica con $\epsilon_{r1} = 12,9$. La recta azul corresponde a la constante de propagación de una onda plana en el vacío mientras que la roja corresponde a un medio dieléctrico ϵ_1 no dispersivo. (b) Diagrama de dispersión para guía slab asimétrica ($(\epsilon_{r1} = 12,9, \epsilon_{r2} = 7)$). La recta azul corresponde a la constante de propagación de una onda plana en el vacío, la roja corresponde a un medio dieléctrico ϵ_1 no dispersivo y la verde a un medio con permitividad ϵ_2 .

$$k_0 a = \frac{2\pi f}{C_0} a \approx 1,67 \quad (2.17)$$

Si consideramos los modos TE0 y TM0 para este valor de $k_0 a$ estamos, dentro del diagrama de dispersión, muy cerca de la asíntota correspondiente a $\beta = k_0 a \sqrt{\epsilon_{r1}}$ por lo que:

$$\frac{\lambda}{a} = \frac{2\pi}{\beta a} = \frac{2\pi}{k_0 a \sqrt{\epsilon_{r1}}} \approx 1,05 \quad (2.18)$$

Por lo que tenemos un espesor $h = 2a$ que corresponde, aproximadamente, a 2λ .

En la figura 2.3 (a) y (b) se puede observar como el campo se confina en el centro de la estructura sin que apenas haya potencia guiada en el exterior. En la figura 2.3(c) se observa la distribución de campo para un modo de orden superior (TM1).

2. Guía simétrica con espesor eléctricamente pequeño

Uno de los resultados más interesantes es el que se produce cuando reducimos drásticamente el tamaño del *core*. En este caso, para un valor de $a = 8 \mu m$ se obtiene $k_0 a = 0,17$, lo que, a la vista de los diagramas del apartado anterior, supone un valor de βa de 0.17 (estamos muy cerca de la asíntota izquierda correspondiente a $\beta a = k_0 a$). Así, se obtiene una longitud de onda de:

$$\frac{\lambda}{a} = \frac{2\pi}{\beta a} \approx 37,98 \quad (2.19)$$

Por lo tanto, estamos en un caso en el que la longitud de onda es mucho mayor que el espesor de la guía. En esta circunstancia, puede observarse en la figura 2.4 que la mayor parte del campo se propaga por fuera del dieléctrico ϵ_1 que rellena el *core*. Las consecuencias de reducir el espesor de la región central se analizarán más adelante, pero, suponiendo que tenemos una guía simétrica construida de GaAs y aire, se puede adelantar que al utilizar el aire para el guiado del campo estamos evitando la parte de la estructura que más pérdidas puede introducir (en este caso el GaAs). Por ello, ésta puede ser una de las principales herramientas de cara a buscar una guía dieléctrica de bajas pérdidas. Además, cuando se habla de reducir el tamaño eléctrico, esto no implica únicamente la reducción del tamaño físico del *slab*, sino que una reducción de la frecuencia tiene un efecto similar, tal y como se verá en la sección 2.4.

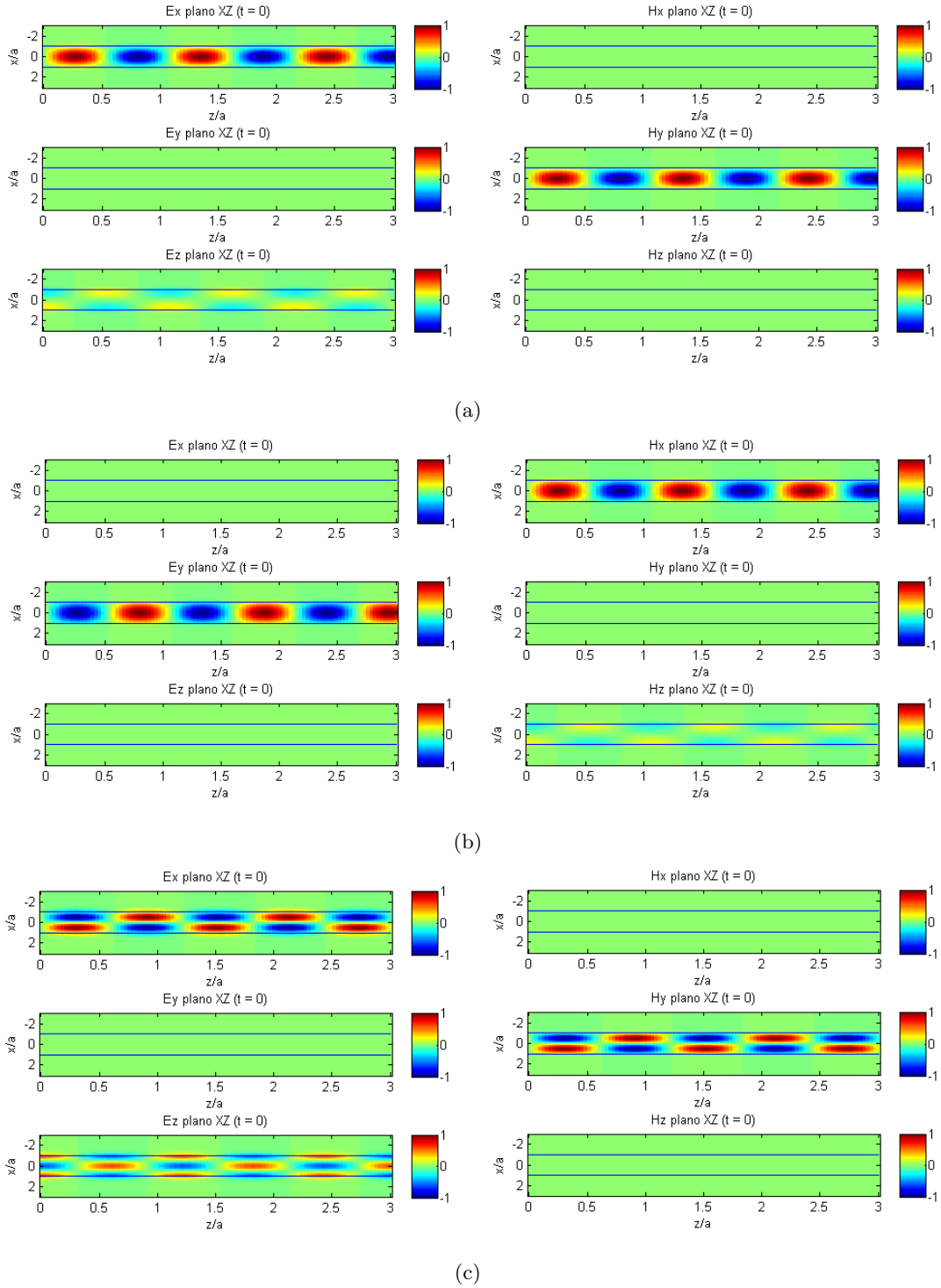


Figura 2.3: Campos en una guía simétrica eléctricamente grande: $a = 80 \mu m$. $f = 1 THz$. $\epsilon_{r1} = 12,9$. (a) Modo TM0. (b) Modo TE0. (c) Modo TM1. Las líneas azules horizontales representan los límites del *core*.

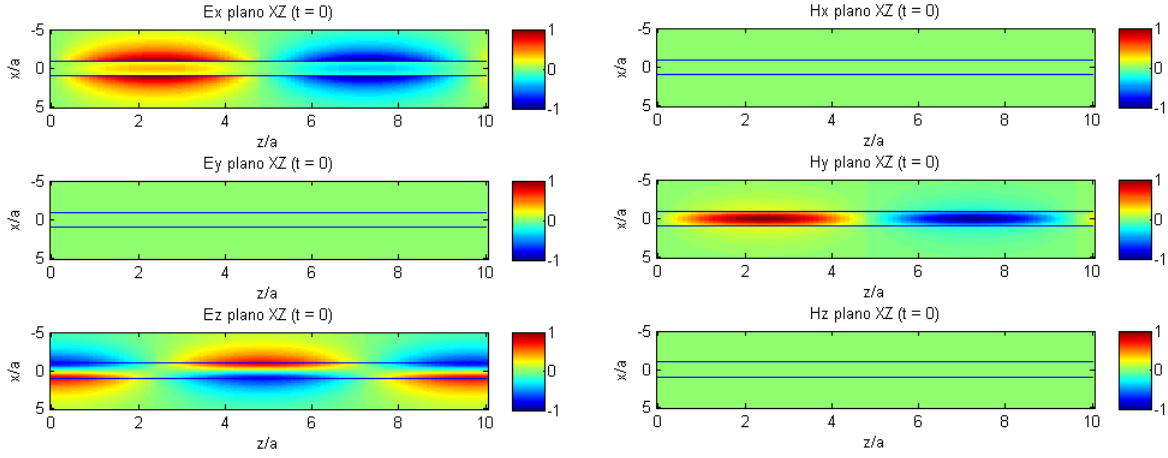


Figura 2.4: Campos en una guía simétrica eléctricamente pequeña: $a = 8 \mu m$. $f = 1 THz$. $\epsilon_{r1} = 12,9$. Modo TM0. Las líneas azules horizontales representan los límites del *core*.

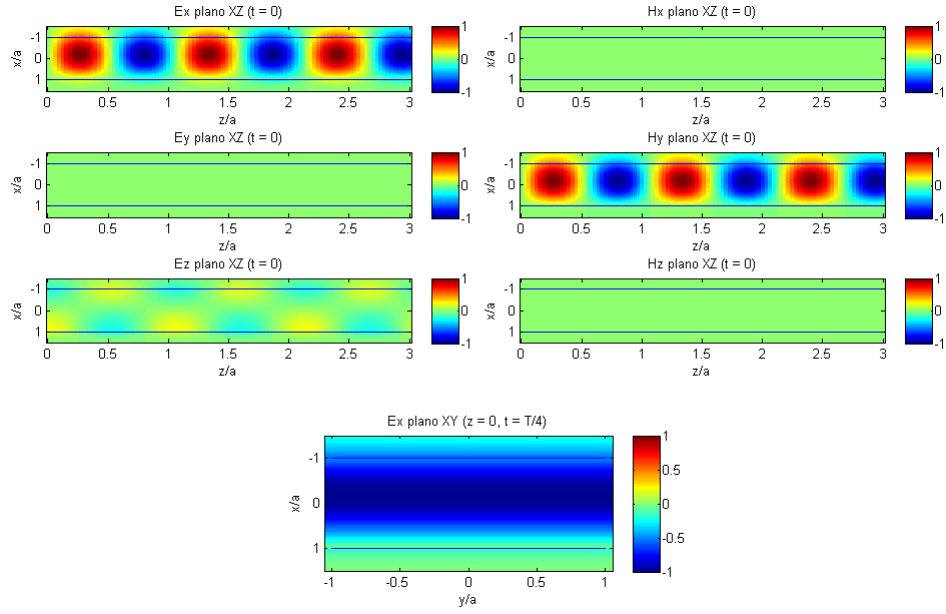
3. Guía asimétrica

Por último, se estudia la distribución del campo en una guía asimétrica, donde la permitividad ϵ_{r2} se ha hecho suficientemente grande como para poder observar la distribución asimétrica del campo en los planos XZ y XY. Al mismo tiempo, esta permitividad debe ser menor que ϵ_{r1} , eligiendo $\epsilon_{r2} = 11$.

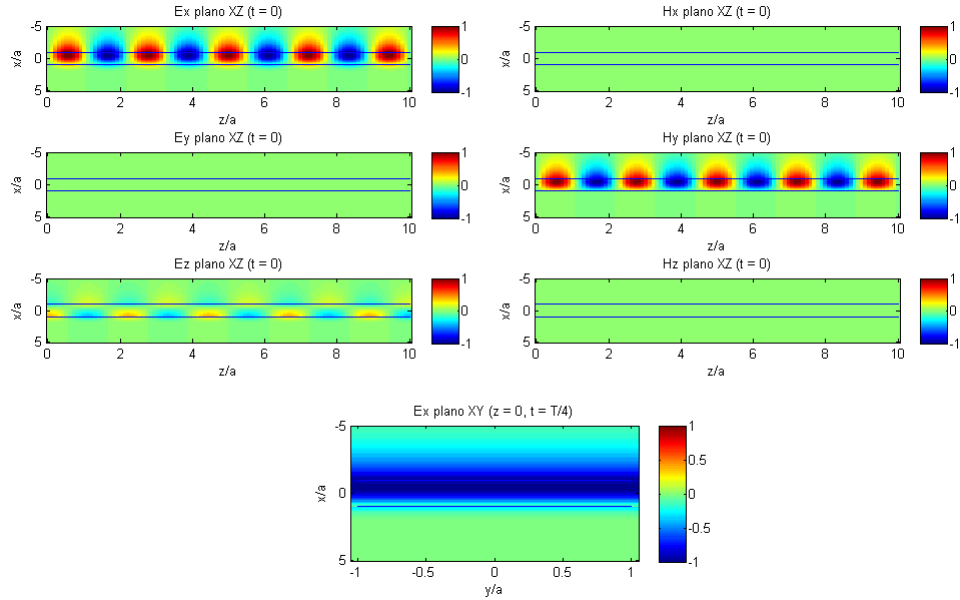
En la figura 2.5(a) se puede observar la distribución de los campos E y H para la guía asimétrica con un espesor de $80 \mu m$. Se comprueba que el campo tiende a guiarse dentro de la guía, pero más cerca de la interfaz que separa las regiones 1 y 2 ($x = -a$). Es decir, el campo se desplaza, aún dentro del *core*, hacia la parte del *cladding* con mayor permitividad, habiendo una pequeña parte fuera del *core* de la guía. Este efecto se hace patente en la componente x del plano XZ, entre otras; aunque para una mayor visualización se añade también un corte transversal de la guía donde se dibuja esta misma componente, concretamente en el plano $z = 0$ y en un instante de tiempo en el que se produce un mínimo del campo.

En la figura 2.5(b) se muestra la distribución de los campos cuando disminuimos el espesor de la guía a $40 \mu m$. En este caso, se observa como esta distribución se hace más asimétrica, saliendo del *core* en mayor medida que con el espesor de $80 \mu m$. Sin embargo, debido a la frecuencia de corte no nula de los modos TE0 y TM0 en las guías asimétricas, no podemos hacer el espesor arbitrariamente pequeño, como sí se ha podido hacer con las

guías simétricas.



(a)



(b)

Figura 2.5: Campos en una guía asimétrica ($\epsilon_{r1} = 12,9$, $\epsilon_{r2} = 11$). $f = 1 THz$. (a) Modo TM_0 de una guía con $a = 80 \mu m$. (b) Modo TM_0 de una guía con $a = 40 \mu m$. Las líneas azules horizontales representan los límites del *core*.

2.4. Distribución de la potencia en la guía

En el apartado anterior se ha podido observar como el campo puede guiarse sin llegar a estar confinado totalmente en el *core*. Esto sucede cuando la guía tiene un espesor eléctricamente pequeño. Si los materiales del *cladding* presentan menos pérdidas que el utilizado en el *core*, cuando la mayor parte de la potencia se guía por el exterior de la guía estaremos consiguiendo reducir la atenuación. Se considera necesario, por tanto, tener una medida objetiva que nos indique cuánto se confina el campo dentro del *core*. Para ello, se va a estudiar cómo evoluciona el cociente entre la potencia total y la potencia en la región central de la guía al variar tanto la frecuencia como el espesor. Además, es interesante la búsqueda de diferencias en este sentido entre guías simétricas y asimétricas.

Tomando la potencia media a través de cada una de las regiones definida como:

$$\bar{P}^{(n)} = \frac{1}{2} \int_{A_n} (\mathbf{S} \cdot \mathbf{n}) dA \quad (2.20)$$

Siendo A_0 , A_1 y A_2 las regiones definidas como Región 0, 1 y 2 en la figura 2.1.

Para los modos TM, las expresiones pueden obtenerse a partir de las expresiones dadas en [6]:

$$\bar{P}_{ext} = \bar{P}^{(0)} + \bar{P}^{(2)} = \frac{1}{2} A_0^2 \frac{\omega \epsilon_0 \beta}{q_0^2} \int_a^\infty e^{-2q_0 x} dx + \frac{1}{2} A_0^2 \frac{\omega \epsilon_0 \beta}{q_2^2} \int_{-\infty}^{-a} f_3^2 e^{2q_2 x} dx \quad (2.21)$$

$$\bar{P}_{int} = \bar{P}^{(1)} = \frac{1}{2} A_0^2 \frac{\omega \epsilon_1 \beta}{p_1^2} \int_{-a}^a (f_1 \cos p_1 x - f_2 \sin p_1 x)^2 dx \quad (2.22)$$

Donde las constantes f_1 , f_2 y f_3 se obtienen de la aplicación de las condiciones de contorno en las expresiones de los campos.

Siguiendo el mismo procedimiento pueden derivarse las ecuaciones para modos TE partiendo de la expresión de la potencia guiada dada por:

$$S_z = \mathbf{S} \cdot \mathbf{e}_z = E_y H_x \quad (2.23)$$

Donde, para cada región, las componentes del campo que interesan son:

1. Región 1.

$$H_x^{(1)} = -\frac{j\beta}{p_1} (C_1 \cos p_1 c - D_1 \sin p_1 c) \quad (2.24)$$

$$E_y^{(1)} = -\frac{j\omega\mu_0}{p_1} (C_1 \cos p_1 c - D_1 \sin p_1 c) \quad (2.25)$$

2. Región 0.

$$H_x^{(0)} = -\frac{j\beta}{q_0} C_0 e^{-q_0 x} \quad (2.26)$$

$$E_y^{(0)} = \frac{j\omega\mu_0}{q_0} C_0 e^{-q_0 x} \quad (2.27)$$

3. Región 2.

$$H_x^{(2)} = \frac{j\beta}{q_2} C_2 e^{q_2 x} \quad (2.28)$$

$$E_y^{(2)} = -\frac{j\omega\mu_0}{q_2} C_2 e^{q_2 x} \quad (2.29)$$

Obtenemos, para las diferentes regiones:

$$S_z = E_x^{(0)} H_y^{(0)} = C_0^2 \frac{\omega\mu_0\beta}{q_0^2} e^{-2q_0 a} \quad (x \geq a) \quad (2.30)$$

$$S_z = E_x^{(1)} H_y^{(1)} = C_0^2 \frac{\omega\mu_0\beta}{p_1^2} (h_1 \cos p_1 x - h_2 \sin p_1 x)^2 \quad (-a \leq x \leq a) \quad (2.31)$$

$$S_z = E_x^{(2)} H_y^{(2)} = C_0^2 \frac{\omega\mu_0\beta}{q_2^2} h_3^2 e^{2q_2 a} \quad (x \leq -a) \quad (2.32)$$

Donde las constantes h_1 , h_2 y h_3 dadas por:

$$\begin{aligned} \frac{C_1}{C_0} &= h_1 \\ \frac{D_1}{C_0} &= h_2 \\ \frac{C_2}{C_0} &= h_3 \end{aligned}$$

se obtienen de la aplicación de las condiciones de contorno.

Sustituyendo 2.30, 2.31 y 2.32 en 2.20, se obtiene:

$$\bar{P}_{ext} = \bar{P}^{(0)} + \bar{P}^{(2)} = \frac{1}{2} C_0^2 \frac{\omega \mu_0 \beta}{q_0^2} \int_a^\infty e^{-2q_0 x} dx + \frac{1}{2} C_0^2 \frac{\omega \mu_0 \beta}{q_2^2} \int_{-\infty}^{-a} h_3^2 e^{2q_2 x} dx \quad (2.33)$$

$$\bar{P}_{int} = \bar{P}^{(1)} = \frac{1}{2} C_0^2 \frac{\omega \mu_0 \beta}{p_1^2} \int_{-a}^a (h_1 \cos p_1 x - h_2 \sin p_1 x)^2 dx \quad (2.34)$$

Implementando de manera numérica estas ecuaciones, podemos llegar a los resultados de interés buscados que indicamos arriba. En primer lugar, se puede observar como, al incrementar la frecuencia, la cantidad de potencia que se confina en el *core* tiende al 100 %, tal y como se comprueba en la figura 2.6. Esto es debido a que al aumentar la frecuencia, la estructura se hace eléctricamente mas grande, por lo que por encima de una cierta frecuencia el campo se confina totalmente en la región central de la guía. Es de esperar, por lo tanto, que se observe el mismo efecto cuando se reduzca el espesor de la guía, como efectivamente se comprueba en la figura 2.7

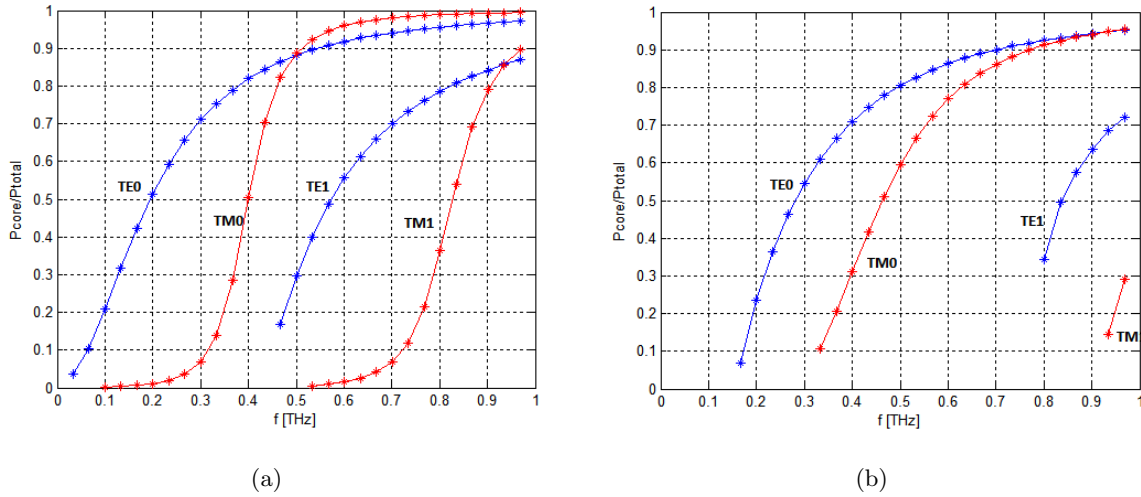


Figura 2.6: Ratio de potencia para una guía simétrica en función de la frecuencia. Espesor de la guía de $h = 2a = 100\mu m$. (a) Guía simétrica $\epsilon_{r1} = 12,9$. (b) Guía asimétrica $\epsilon_{r1} = 12,9$ y $\epsilon_{r2} = 7$.

A la vista de los resultados en las figuras 2.6 y 2.7 podemos comprobar como, al disminuir el tamaño eléctrico de la estructura (ya sea a través del incremento del tamaño del *core* o de un incremento de la frecuencia), se fuerza al campo a guiarse por la parte externa de la estructura. Suponiendo, por ejemplo, que se tratase de una guía simétrica con *core* de GaAs, significa que se está guiando principalmente por el aire, que es el material con menos pérdidas de la estructura.

Por otra parte, en las guías asimétricas las curvas se desplazan hacia la derecha. Esto significa que se requiere una frecuencia mayor (o un espesor mayor) para lograr el mismo cociente de

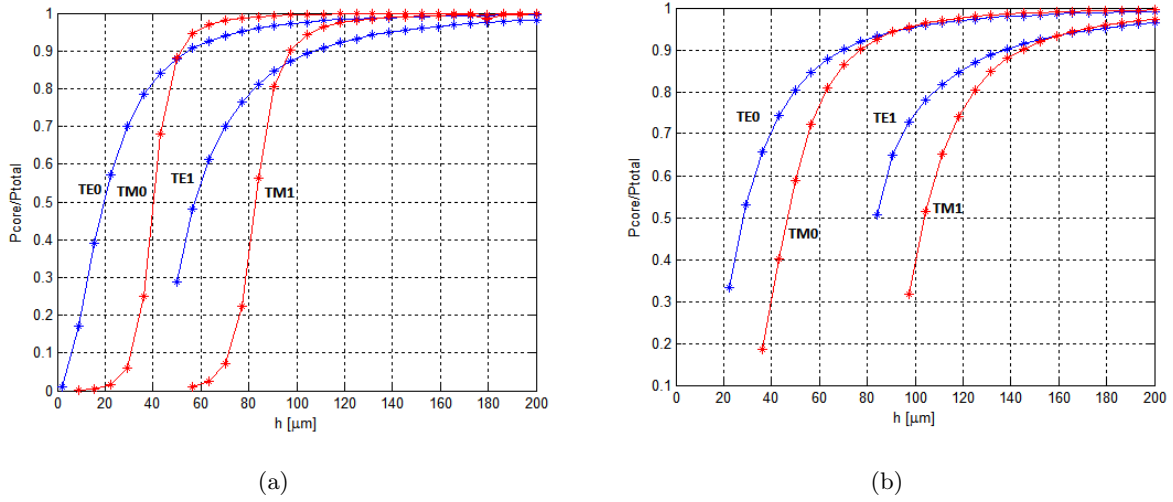


Figura 2.7: Ratio de potencia para una guía simétrica en función del espesor a una frecuencia de $f = 1 \text{ THz}$. Espesor $h = 2a$. (a) Guía simétrica $\epsilon_{r1} = 12,9$. (b) Guía asimétrica $\epsilon_{r1} = 12,9$ y $\epsilon_{r2} = 7$.

potencia, lo cual, en principio, podría ser una ventaja. Esto es debido a que, como vimos en el apartado 2.3, el campo tiende a adherirse a la interfaz entre el *core* y la parte del *cladding* de mayor permitividad, saliendo antes (i.e a una frecuencia o espesor menores) de la región central. Sin embargo, debe tenerse presente que, aunque se logre la ruptura del confinamiento en el *core*, la región hacia la que sale el campo puede tener incluso mayores pérdidas destruyendo cualquier posibilidad de reducción de la atenuación. Además, no se pueden disminuir arbitrariamente la frecuencia o el espesor de la guía, ya que, en general, se incrementan las frecuencias de corte; lo que se hace especialmente notable si se comparan los modos TE0 y TM0, que dejan de tener frecuencia de corte nula (fig. 2.6(b) y 2.7(b)). El problema del incremento de la frecuencia de corte es que también significa un límite al espesor mínimo del *core*.

En el próximo apartado se estudiarán las pérdidas para las guías simétricas y asimétricas. En estas últimas, además, es necesario estudiar el efecto de la introducción de un dieléctrico con pérdidas en la región 2 (ver fig. 2.1).

2.5. Atenuación

Una vez se ha podido ver la distribución del campo y de la potencia en la guía para diferentes configuraciones, se va a estudiar cómo es la atenuación, haciendo especial énfasis en su

evolución ante variaciones de la frecuencia y el espesor. También se hará una comparación entre las atenuaciones de las topologías simétricas y asimétricas. De esta manera, se intenta buscar medios que puedan utilizarse como punto de partida para el diseño de una guía en la banda de THz con bajas pérdidas. Para el estudio de la atenuación se van a utilizar las expresiones obtenidas a través del método perturbacional utilizado en [4].

Habiendo estudiado la distribución de la potencia en la guía, estamos en condiciones de comprobar la hipótesis planteada en el apartado anterior, según la cual reducir el espesor o la frecuencia para hacer la guía eléctricamente más grande debería suponer también una reducción de la atenuación.

1. Evaluación de la atenuación en función de la frecuencia.

En la figuras 2.8(a) y (b) se observa la atenuación sufrida a diferentes frecuencias por una guía simétrica con $h = 50 \mu m$, $\epsilon_{r1} = 12,9$ y una tangente de delta de $\tan \delta_1 = 0,006$. El *cladding* tiene una permitividad relativa unidad y no introduce pérdidas.

En la figuras 2.8(c) y (d) se observa la atenuación sufrida a diferentes frecuencias por una guía asimétrica con $h = 50 \mu m$, $\epsilon_{r1} = 12,9$ y $\epsilon_{r2} = 4$; ambos medios con una tangente de delta de $\tan \delta = 0,006$. La región 0 es, de nuevo, de permitividad ϵ_0 y no introduce pérdidas.

A la vista de estas gráficas, podemos extraer una serie de puntos a tener en cuenta:

- La variación de las pérdidas con la frecuencia es, aproximadamente, lineal. Esta linealidad sólo se rompe en las frecuencias más bajas, especialmente para los modos TM.
- Para los modos de menor índice en una guía simétrica (TM0 y TE0), la frecuencia de corte es nula, lo que implica la posibilidad de reducir arbitrariamente las pérdidas de la guía variando la frecuencia de operación.
- Los modos de índice superior (TE1, TE2, TM1 y TM2) sufren, en general, de mayor atenuación que los modos TM0 y TE0.
- La excepción al anterior punto está en los modos TM1 y TM2, que para las frecuencias más bajas sufren de menor atenuación que el modo TM0. Esto se hace especialmente notable en la guía simétrica, donde la atenuación de estos modos tiende a cero cuando nos acercamos a sus frecuencias de corte.

2. Evaluación de la atenuación en función del espesor del *core* de la guía.

En la figuras 2.9(a) y (b) se observa la atenuación sufrida por una guía simétrica funcionando a 3 THz en función de su espesor. La permitividad relativa del *core* es $\epsilon_{r1} = 12,9$ y posee una tangente de delta de $\tan \delta_1 = 0,006$. El *cladding* tiene una permitividad relativa unidad y no introduce pérdidas.

En la figuras 2.9(c) y (d) se observa la atenuación sufrida por una guía asimétrica funcionando a 3 THz en función de su espesor. La permitividad relativa del *core* es $\epsilon_{r1} = 12,9$ y posee una tangente de delta de $\tan \delta_1 = 0,006$. La región 2 del *cladding* posee una permitividad de $\epsilon_{r1} = 4$ con $\tan \delta_2 = 0,006$. La otra región 0 es de permitividad ϵ_0 y no introduce pérdidas.

De estas gráficas que representan la evolución de la atenuación con el espesor, se pueden extraer una serie de conclusiones que se exponen en los siguientes puntos.

- La atenuación tiende a ser constante a medida que se incrementa el espesor de la guía. Esto es debido a que el campo se va confinando cada vez más al incrementar el tamaño del *core*, hasta llegar al punto en el que está confinado en su totalidad. Este resultado sería útil si las pérdidas que se logran asintóticamente fueran moderadas, pues permitiría una construcción más fácil y barata por la posibilidad de utilizar elementos más grandes. Sin embargo, nos interesa buscar las regiones de las curvas en las que las pérdidas son menores, y eso sólo puede conseguirse con espesores pequeños.
- Al igual que cuando analizamos la atenuación de los diferentes modos en función de la frecuencia, aquí los modos de mayor índice (TE0, TM0, TE1 y TM1) parecen sufrir de mayor atenuación; excepto en los puntos próximos a las frecuencias de corte, donde mejoran las prestaciones de los modos TM0 y TE0.
- Para los modos de menor índice (TM0 y TE0) de una guía simétrica, la atenuación se puede hacer tan pequeña como se desee a través de la disminución del espesor de la guía. Evidentemente, en un entorno real existen una serie de consideraciones tecnológicas que pondrán una cota al espesor mínimo como se explicará más adelante.

3. Comparativa de la atenuación entre guías simétricas y asimétricas.

En las gráficas de la figura 2.10 no se aprecian con facilidad las diferencias entre las prestaciones de las guías simétricas y asimétricas. Por ello, se incluye la figura 2.10, donde

se comparan las dos diferentes topologías. En concreto, se contrastan las diferencias entre los modos TM0 y TE0 para guías simétricas y asimétricas.

En primer lugar, en la figura 2.10(a) se muestra la comparativa entre una guía simétrica con un core de $\epsilon_{r1} = 12,9$ y $\tan \delta_1 = 0,006$ y una guía asimétrica con el mismo *core* y un lado asimétrico construido con $\epsilon_{r2} = 4$ y $\tan \delta_2 = 0,006$. Es decir, en ambos casos las partes que dotan de pérdidas a la guía, tienen la misma tangente de delta.

En segundo lugar, en la figura 2.10(b) se muestra la comparativa para una guía donde la tangente de delta de la región 2 es mucho menor que la del *core* manteniéndose el resto de características igual que en la primera.

Del análisis de estas dos gráficas se puede extraer lo siguiente:

- Al disminuir el espesor, el modo TM0 parece ser mejor que el modo TE0 tanto en las guías simétricas como en las asimétricas.
- Las guías asimétricas tienen una pequeña ventaja frente a las simétricas cuando la $\tan \delta$ es mucho menor en la región 2 que en el *core*. Esto se observa en el ligero desplazamiento de las curvas de ambos modos en la figura 2.10(b). Sin embargo, no supone ninguna ventaja cuando ambos dieléctricos tienen la misma $\tan \delta$. Esto es fácilmente interpretable, ya que cuando se reduce el espesor en una guía asimétrica el campo tiende a salir hacia la región externa de mayor permitividad, lo que supondrá una ventaja sólo si las pérdidas son mucho menores que las de la región central. Si a esto le unimos la más que probable mayor dificultad de fabricación de una guía asimétrica, se puede plantear si realmente merece la pena el uso de estas topologías cuando el objetivo es la reducción de la atenuación en la guía.

Todo lo anterior se puede resumir en que la mejor forma de lograr la reducción de las pérdidas es la reducción del espesor, pues de esta manera se consigue que el campo se guíe por las regiones que introducen menor número de pérdidas. Aunque usando los modos TM0 y TE0 no existe, de forma teórica, límite inferior en el espesor que puede utilizarse, hay que tener en cuenta una serie de limitaciones.

- La fabricación se encarece al requerir de tecnología que permita trabajar con espesores cada vez menores.

- A medida que el espesor se reduce el campo se expande en el exterior de la guía estando la potencia dispersada en una superficie mayor. Esto hará necesaria la introducción de algún tipo de protección contra agentes externos.
- Una guía real no podrá tener extensión infinita en y , lo que unido a cualquier imperfección de fabricación hará que los modos que puedan darse en las guías tengan una frecuencia de corte no nula que fije, al mismo tiempo, un límite al espesor mínimo que pueda utilizarse.

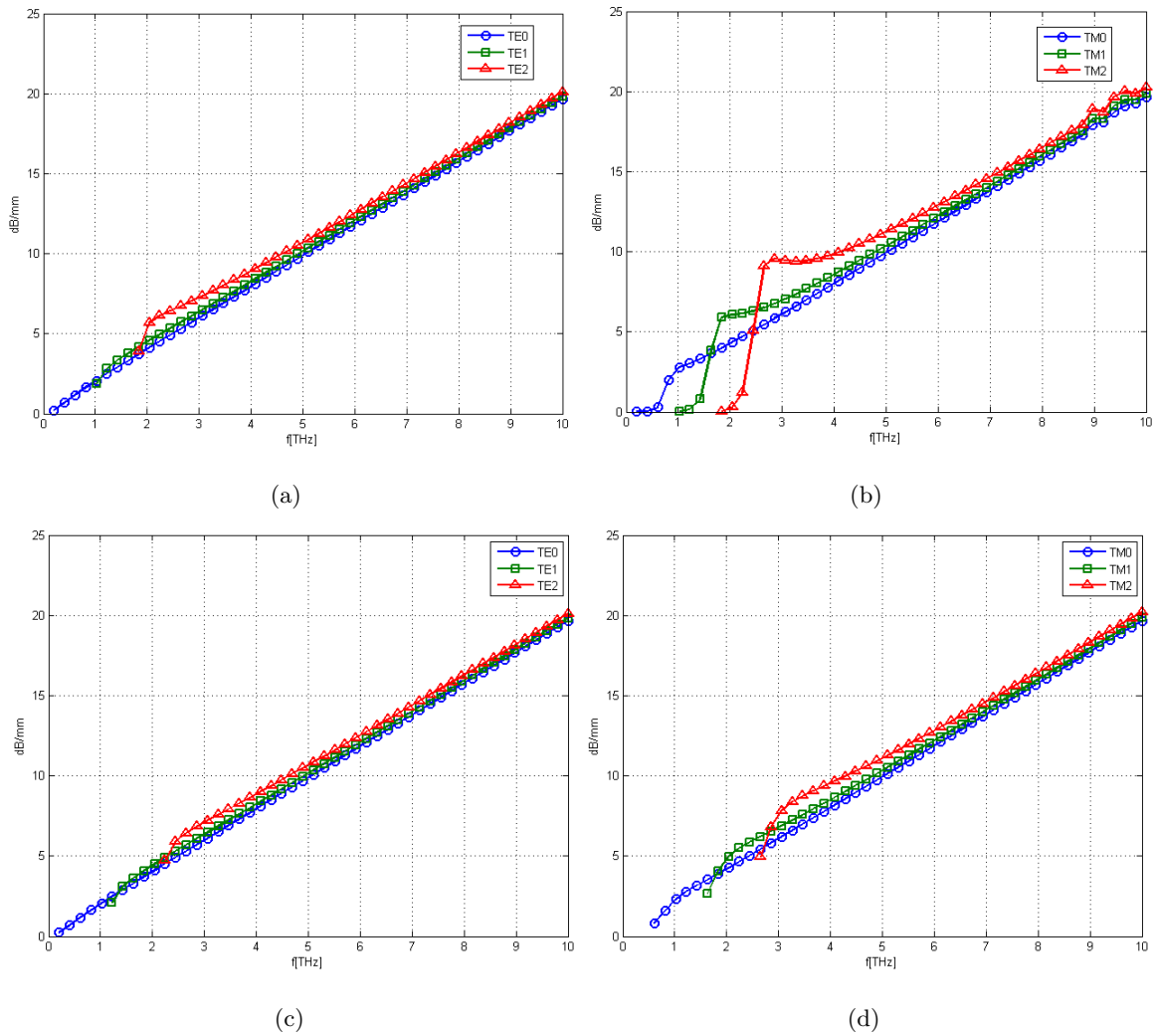


Figura 2.8: Atenuación en función de la frecuencia. $h = 50 \mu m$ ($a = 20 \mu m$). Guía simétrica: $\epsilon_{r1} = 12,9$, $\tan \delta_1 = 0,006$. Guía asimétrica: $\epsilon_{r1} = 12,9$, $\tan \delta_1 = 0,006$; $\epsilon_{r2} = 4$, $\tan \delta_2 = 0,006$. (a) Guía simétrica, modos TE. (b) Guía simétrica, modos TM. (c) Guía asimétrica, modos TE. (d) Guía asimétrica, modos TM.

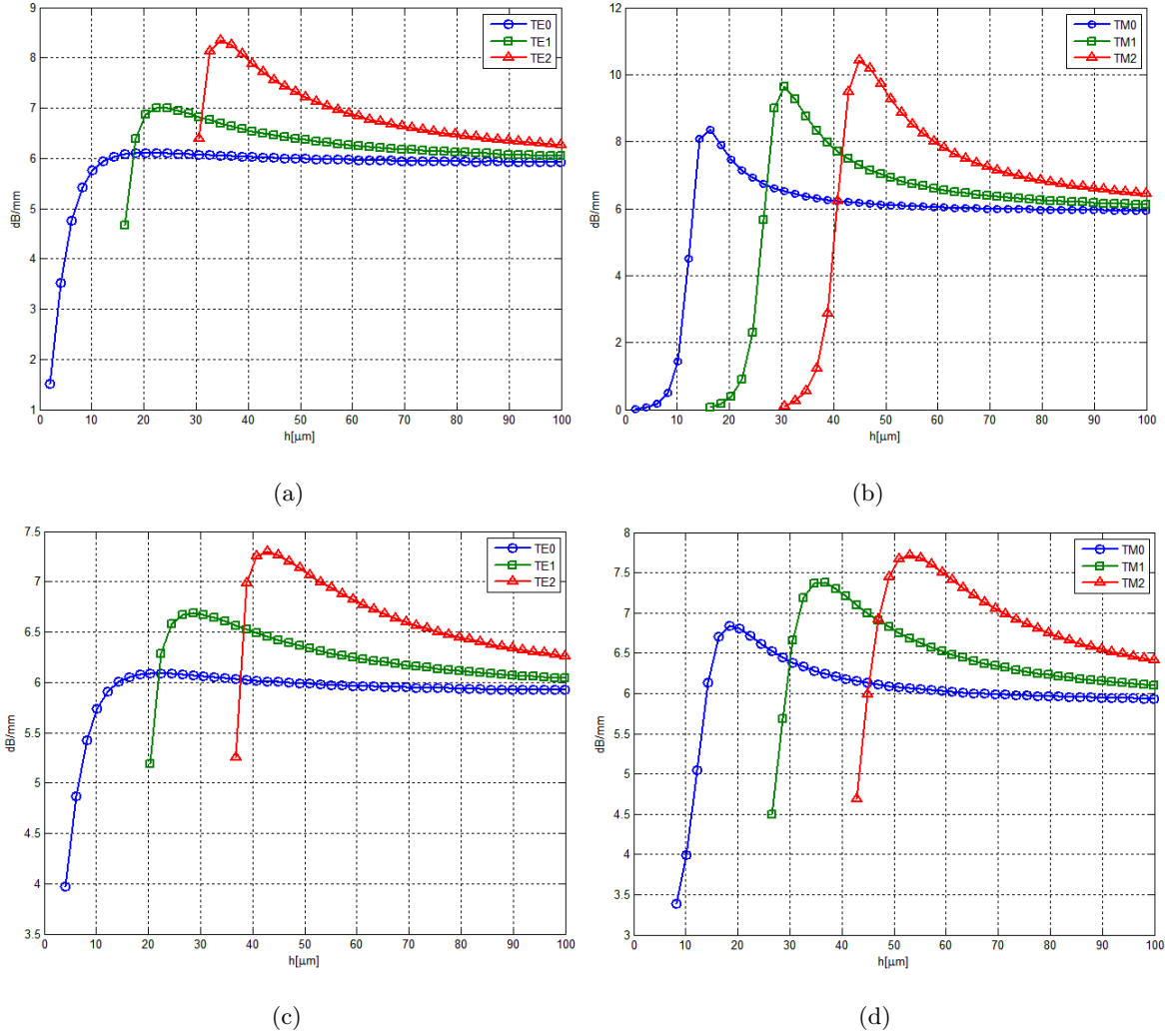
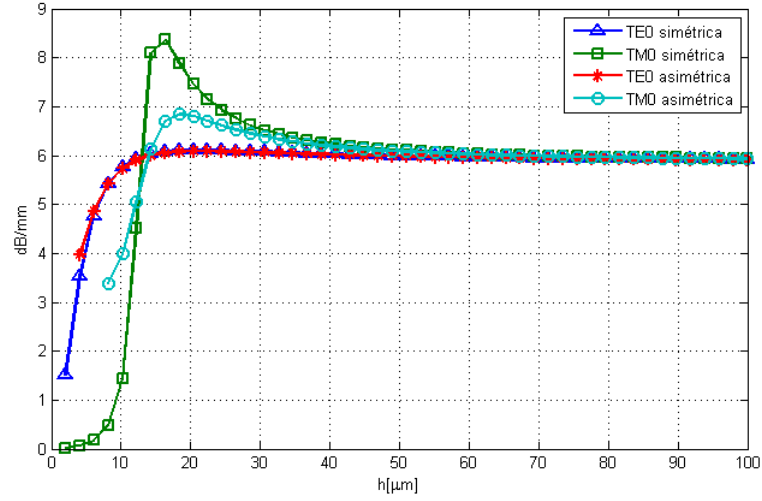
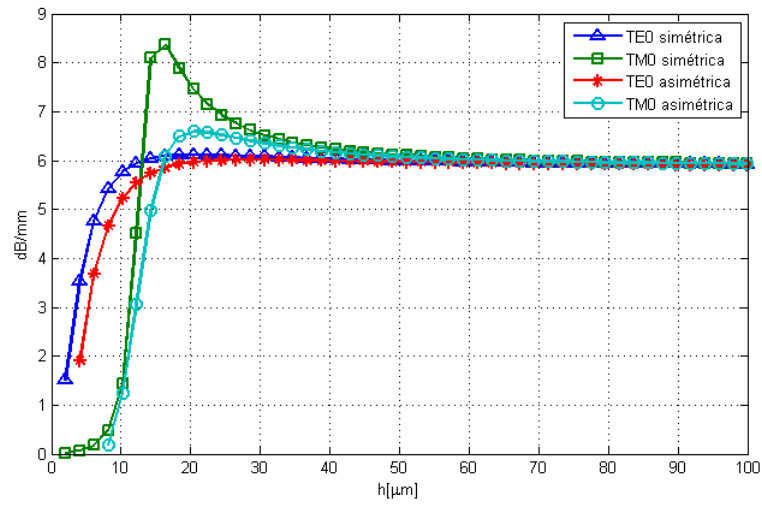


Figura 2.9: Atenuación en función del espesor. $f = 3 \text{ THz}$. Guía simétrica: $\epsilon_{r1} = 12,9$, $\tan \delta_1 = 0,006$. Guía asimétrica: $\epsilon_{r1} = 12,9$, $\tan \delta_1 = 0,006$; $\epsilon_{r2} = 4$, $\tan \delta_2 = 0,006$. (a) Guía simétrica, modos TE. (b) Guía simétrica, modos TM. (c) Guía asimétrica, modos TE. (d) Guía asimétrica, modos TM.



(a)



(b)

Figura 2.10: Comparativa entre la atenuación de guías simétricas y asimétricas. $f = 3 THz$. (a) Guía simétrica: $\epsilon_{r1} = 12,9$, $\tan \delta_1 = 0,006$. Guía asimétrica: $\epsilon_{r1} = 12,9$, $\tan \delta_1 = 0,006$; $\epsilon_{r2} = 4$, $\tan \delta_2 = 0,006$. (b) Guía simétrica: $\epsilon_{r1} = 12,9$, $\tan \delta_1 = 0,006$. Guía asimétrica: $\epsilon_{r1} = 12,9$, $\tan \delta_1 = 0,006$; $\epsilon_{r2} = 4$, $\tan \delta_2 = 0,00001$

Capítulo 3

Guía dieléctrica basada en la emulación de paredes metálicas

3.1. Introducción: guías metálicas en la banda de THz

Las guías metálicas son una de las soluciones predominantes en microondas para el guiado. Sin embargo, su utilización en la banda de Terahercios presenta un rendimiento mucho menor, debido fundamentalmente a las pérdidas óhmicas que se producen en los metales en esta banda [5]. Por lo tanto, se requieren alternativas a las soluciones clásicas que nos permitan reducir la gran atenuación que éstas presentan.

Estas soluciones clásicas provienen tanto de las guías utilizadas en la banda de microondas como de las fibras dieléctricas utilizadas en óptica, que tampoco son útiles en THz debido a la poca transparencia de los materiales habituales cuando son utilizados en esta banda.

Como primer paso, vamos a estudiar cuál es el rendimiento en cuanto a atenuación que puede conseguirse utilizando guías metálicas. Aunque el motivo del presente proyecto es la búsqueda de estructuras formadas principalmente por materiales dieléctricos, es interesante comprobar cuáles son los límites prácticos de la utilización de guías metálicas.

A la vista de las gráficas de la atenuación en guías metálicas en la figura 3.1, se comprueba la problemática de estas guías para su utilización en THz. La simulación en esta banda de una guía metálica de 1 *mm* de longitud y dimensiones $200 \times 150 \mu m$ (dimensionada para una frecuencia

de corte del modo fundamental de 0.75 THz) nos muestra unas pérdidas de en torno a 100 dB/m con oro y una mejora de unos 10 dB dentro de la banda observada si el metal utilizado es la plata (Fig. 3.1(a)). En el caso la figura 3.1(b), escalada respecto a la anterior para tener una frecuencia de corte de 0.75 GHz (longitud de 1 m y dimensión $200 \times 150 \text{ mm}$), se puede observar que las pérdidas están en torno a 0.1 dB/m.

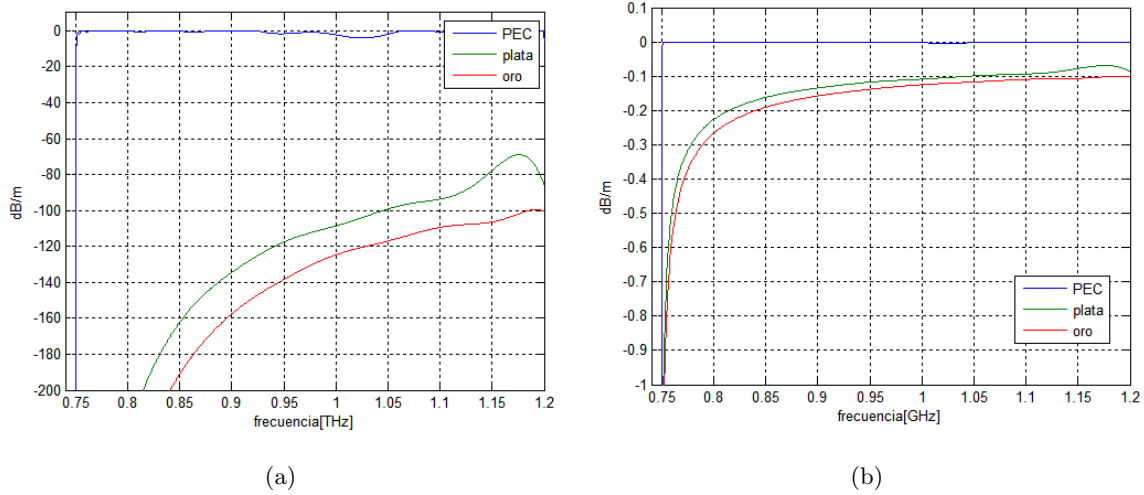


Figura 3.1: Atenuación en guías metálicas. (a) Banda de terahercios. (b) Banda de microondas.

Por lo tanto, si se quiere realizar una guía en THz con bajas pérdidas, se hace evidente que debe evitarse la utilización de las soluciones clásicas de guías metálicas para conseguirlo. En los próximos apartados se muestra la solución consistente en la búsqueda de una guía de bajas pérdidas diseñada a partir de la emulación de una condición de contorno que se acerque lo máximo posible a la de un metal perfecto (o a un muro magnético perfecto).

3.2. Estructuras para la emulación de la condición de PEC

3.2.1. Estructura basada en la sucesión de láminas de longitud $\lambda/4$

La primera estructura que se propone consiste en la búsqueda de una condición de contorno que se mantenga próxima a la reflexión total, ya sea imponiendo una impedancia cercana al cortocircuito o al circuito abierto. Es decir, se busca una estructura con una superficie sobre la que una onda que incida normalmente sufra reflexión total. Para lograrlo, se va a utilizar una sucesión de tramos de longitud $\lambda/4$, alternando tramos con permitividad relativa 1 (por

ejemplo, aire), con un tramo que posea una permitividad lo mas alta posible. Para los diseños que se mostrarán más adelante se ha tomado una permitividad $\epsilon_r = 30$, que puede conseguirse mediante la utilización de materiales cerámicos.

1. Estructura formada por una única lámina (fig. 3.2)

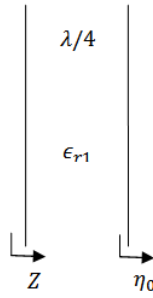


Figura 3.2: Estructura formada por una lámina de longitud $\lambda/4$.

Si se introduce una lámina $\lambda/4$ en el vacío, tal y como se muestra en la figura 3.2, la impedancia vista desde uno de los extremos será:

$$Z = \frac{\eta_1^2}{\eta_0} = \frac{\eta_0^2}{\eta_0 \cdot \epsilon_{r1}} = \eta_0 \cdot \frac{1}{\epsilon_{r1}} \quad (3.1)$$

Siendo el coeficiente de reflexión, si situamos la estructura en un medio de permitividad unidad:

$$\Gamma = \frac{Z - \eta_0}{Z + \eta_0} = \frac{\frac{1}{\epsilon_{r1}} - 1}{\frac{1}{\epsilon_{r1}} + 1} = \frac{1 - \epsilon_{r1}}{1 + \epsilon_{r1}} \quad (3.2)$$

2. Estructura formada por dos láminas (fig. 3.3)

Impedancia en la superficie:

$$Z_1 = \frac{\eta_2^2}{\eta_0} = \frac{\eta_0^2}{\eta_0 \cdot \epsilon_{r2}} = \frac{\eta_0}{\epsilon_{r2}} \quad (3.3)$$

$$Z = \frac{\eta_1^2}{Z_1} = \frac{\eta_0^2 \cdot \epsilon_{r2}}{\eta_0 \cdot \epsilon_{r1}} = \eta_0 \cdot \frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}} \quad (3.4)$$

Coeficiente de reflexión:

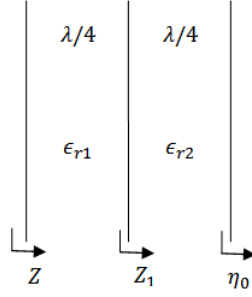


Figura 3.3: Estructura formada por dos láminas de longitud $\lambda/4$.

$$\Gamma = \frac{Z - \eta_0}{Z + \eta_0} = \frac{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}} - 1}{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}} + 1} = \frac{\epsilon_{r2} - \epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2} + \epsilon_{r1}} \quad (3.5)$$

3. Estructura formada por tres láminas (fig. 3.4)

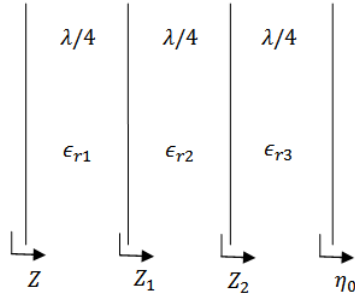


Figura 3.4: Estructura formada por tres láminas de longitud $\lambda/4$.

Impedancia en la superficie:

$$Z_2 = \frac{\eta_3^2}{\eta_0} = \frac{\eta_0^2}{\eta_0 \cdot \epsilon_{r3}} = \frac{\eta_0}{\epsilon_{r3}} \quad (3.6)$$

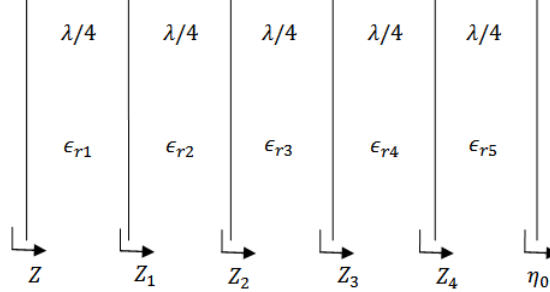
$$Z_1 = \frac{\eta_2^2}{Z_2} = \frac{\eta_0^2}{Z_2 \cdot \epsilon_{r2}} = \frac{\eta_0^2 \cdot \epsilon_{r3}}{\eta_0 \cdot \epsilon_{r2}} = \eta_0 \cdot \frac{\epsilon_{r3}}{\epsilon_{r2}} \quad (3.7)$$

$$Z = \frac{\eta_1^2}{Z_1} = \frac{\eta_0^2}{Z_1 \cdot \epsilon_{r1}} = \eta_0 \cdot \frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1} \cdot \epsilon_{r3}} \quad (3.8)$$

Coefficiente de reflexión:

$$\Gamma = \frac{Z - \eta_0}{Z + \eta_0} = \frac{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1} \cdot \epsilon_{r3}} - 1}{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1} \cdot \epsilon_{r3}} + 1} = \frac{\epsilon_{r2} - \epsilon_{r1} \cdot \epsilon_{r3}}{\epsilon_{r2} + \epsilon_{r1} \cdot \epsilon_{r3}} \quad (3.9)$$

4. Estructura formada por cinco láminas (fig. 3.5)

Figura 3.5: Estructura formada por cinco láminas de longitud $\lambda/4$.

Se pueden extrapolar los resultados, siendo:

$$Z = \eta_0 \cdot \frac{\epsilon_{r2} \cdot \epsilon_{r4}}{\epsilon_{r1} \cdot \epsilon_{r3} \cdot \epsilon_{r5}} \quad (3.10)$$

$$\Gamma = \frac{\epsilon_{r2} \cdot \epsilon_{r4} - \epsilon_{r1} \cdot \epsilon_{r3} \cdot \epsilon_{r5}}{\epsilon_{r2} \cdot \epsilon_{r4} + \epsilon_{r1} \cdot \epsilon_{r3} \cdot \epsilon_{r5}} \quad (3.11)$$

A la vista de los cuatro casos anteriores, podemos observar como, eligiendo adecuadamente los valores de las permitividades y el número de láminas, podemos modificar arbitrariamente el valor del coeficiente de reflexión. Para esta elección, debemos tener en cuenta una serie de consideraciones:

- Atendiendo a las expresiones de las impedancias, el número de permitividades en el denominador siempre es mayor o igual a las del numerador.
- Se busca que el módulo del coeficiente de reflexión sea lo mas próximo posible a 1. Es decir, la impedancia debe ser lo mayor posible o lo menor posible. El anterior punto hace que sea más eficiente buscar mínimos de la impedancia.
- De lo anterior se deduce que deben fijarse las permitividades pares (las del numerador) a 1, es decir, las láminas pares serán las formadas por aire. Por su parte, las permitividades impares deben ser lo mas grandes posible. Para estas últimas se utilizará a partir de ahora la permitividad $\epsilon_r = 30$.

- La primera y última lámina deben tener una permitividad distinta a la del aire. Si no fuera así, obtendríamos la estructura equivalente a la formada por dos láminas menos. Enlazando con el punto anterior, el número de láminas debe ser impar.

Por lo tanto, las permitividades de las láminas impares tendrá un valor $\epsilon_r = 30$ y las pares tendrán permitividad relativa 1. Suponiendo un número impar n de láminas, las expresiones de la impedancia y el coeficiente de reflexión se reducen a:

$$Z = \eta_0 \cdot \frac{1}{\epsilon_r^{\frac{n+1}{2}}} \quad (3.12)$$

$$\Gamma = \frac{1 - \epsilon_r^{\frac{n+1}{2}}}{1 + \epsilon_r^{\frac{n+1}{2}}} \quad (3.13)$$

En la tabla 3.1 se muestran valores de la impedancia y del coeficiente de reflexión para diferentes cantidades de láminas $\lambda/4$.

| Número de láminas | $Z [\Omega]$ | Γ |
|-------------------|--------------|-----------|
| 1 | 12.56 | -0.9355 |
| 3 | 0.42 | -0.9978 |
| 5 | 0.014 | -0.99993 |
| 7 | 0.0005 | -0.999998 |

Tabla 3.1: Impedancia y coeficiente de reflexión para estructuras con diferente número de láminas

De esta manera se consigue una estructura a través de la cual podemos conseguir reflexión cercana a la total para cualquier onda que incida normalmente. Además, el coeficiente de reflexión que se consigue puede aumentarse arbitrariamente mediante la introducción de un mayor número de láminas. Todo ello sin que se requiera un número de capas demasiado grande para lograr condiciones muy similares a las que impondría una pared metálica. La diferencia fundamental con la pared metálica está en el hecho de que esta estructura está diseñada para una longitud de onda fija y, por lo tanto, es paso banda.

Estos resultados se han comprobado mediante simulación utilizando CST. Para ello, se ha creado una estructura de $50 \times 50 \mu m$ con condiciones de contorno periódicas en los lados corres-

pendientes a las direcciones x e y y con la anchura de las láminas escogida para su utilización a una frecuencia de 1 THz. Se han utilizado modos Floquet para generar una onda que incida normalmente sobre la estructura. Los modelos creados han sido los de 3 y 5 láminas, obteniendo unos coeficientes de reflexión de -0.9978 y -0.999925 respectivamente, coincidiendo casi exactamente con el valor teórico. Se ha realizado también una simulación para ver la evolución del coeficiente de reflexión en un intervalo de frecuencia en torno a la frecuencia central de 1 THz. El resultado puede observarse en la figura 3.6, donde es interesante comprobar que no sólo se mejora el coeficiente de reflexión, sino también el ancho de banda, cuando se introducen nuevas capas.

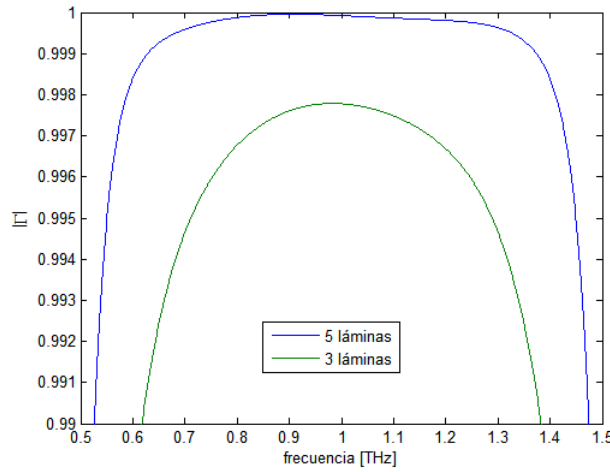


Figura 3.6: Módulo del coeficiente de reflexión para una estructura formada por cinco y tres láminas $\lambda/4$.

3.2.2. Espejo magnético perfecto utilizando una estructura dieléctrica resonante

La segunda estructura que se ha utilizado consiste en un espejo magnético artificial basado en la utilización de un array de resonadores con forma de cruz formados por materiales dieléctricos. La condición de espejo magnético implica un módulo del coeficiente de reflexión cercano a la unidad y con una fase próxima a cero. Esta solución se detalla en [9], donde se diseña una estructura con la que se obtienen dos puntos de interés con un módulo del coeficiente de reflexión superior a 0.998: el primero está situado a 300 THz, con una fase de 0° y otro en 263 THz con

una fase de 180° . Estos dos puntos se corresponden con los dos primeros modos del resonador dieléctrico.

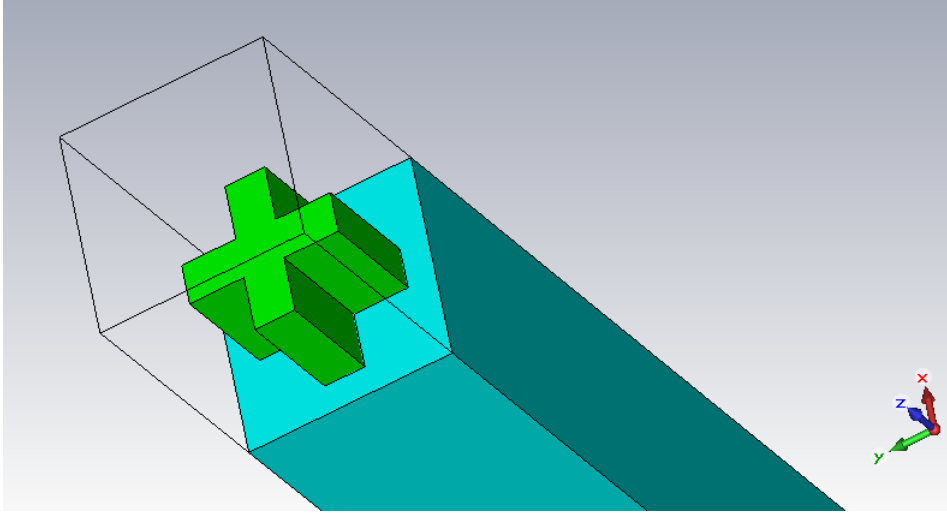


Figura 3.7: Estructura utilizada como elemento individual del espejo magnético perfecto.

Debido a la complejidad de la estructura, su integración en una guía es difícil, especialmente por los espacios que quedan libres entre resonadores contiguos, donde el campo no es controlable. Las guías que se han modelado utilizando este tipo de resonadores no han mostrado funcionar correctamente, por lo que no se detallan aquí ni las estructuras ni los resultados obtenidos, desestimándose su uso para los siguientes apartados.

3.3. Guías dieléctricas basadas en el emulador $\lambda/4$

3.3.1. Introducción

Una vez que se han estudiado las diferentes formas de emular las condiciones de contorno de un metal perfecto, se van a observar las prestaciones de estas estructuras utilizándolas como paredes de una guía de ondas.

Se empezará con un modelo de guía en el que simplemente se sustituye cada una de las cuatro paredes de la guía metálica por un emulador, incluyendo además un pequeño *slab* de GaAs en su interior. La introducción de este *slab* se debe, como se explicará más adelante, a que las guías diseñadas deben tener componentes que permitan la adaptación a los elementos que las

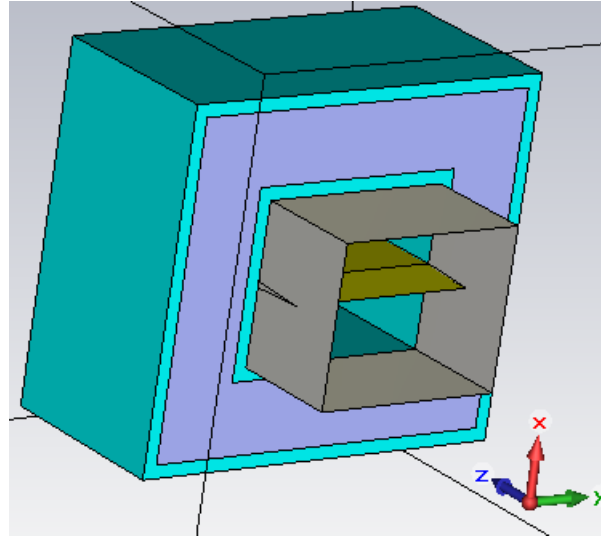
alimentan, lo que habitualmente se hace a través de fotomezcladores situados sobre estructuras de GaAs que permiten confinar y colimar los haces generados [1]. Se analizarán las prestaciones de esta guía y se buscará en las distribuciones de los campos eléctrico y magnético las formas de mejorarlas.

Posteriormente, y a partir de lo analizado sobre el primer modelo, se van a estudiar soluciones para conseguir que el campo se confine de una manera más efectiva en la apertura de la guía. Las soluciones que se plantean consisten en la introducción de pequeñas piezas metálicas en la estructura con el fin de cortar la propagación fuera de la zona deseada.

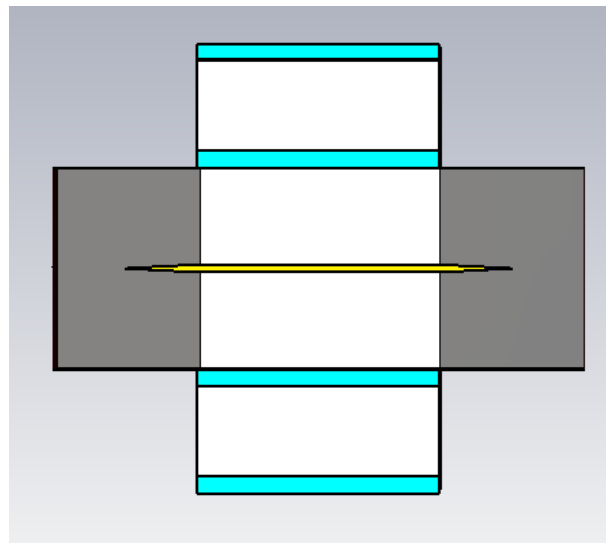
3.3.2. Guía con tres capas $\lambda/4$ y *slab* central de GaAs

La primera guía que se modela consiste en una guía rectangular, con unas dimensiones de $208 \mu m$ de altura y $250 \mu m$ de ancho, donde las paredes se hacen con un emulador basado en tramos de longitud $\lambda/4$ de tres capas (cerámico - aire - cerámico). Estas capas se dimensionan para una frecuencia central de 0.8 THz. Para poder excitar esta estructura, se va a utilizar un tramo de guía metálica con las mismas dimensiones que la apertura central de la dieléctrica, de manera que el modo fundamental (TE_{10}) tenga una frecuencia de corte de 0.6 THz. Además, dentro de la guía se incluye un pequeño *slab* de GaAs que busca conseguir la mejor adaptación posible al *driver* de GaAs encargado de entregar a la guía la potencia generada en el fotomezclador. Para que la estructura siga funcionando, este *slab* debe tener un espesor eléctricamente pequeño para la frecuencia de 0.8 THz, siendo $8 \mu m$ el espesor escogido. De esta manera, se espera que dentro de la guía el campo se distribuya únicamente por la zona de aire, evitando que exista campo en el *slab* de GaAs y por lo tanto, impidiendo que éste introduzca pérdidas. A modo de transición, el *slab* se afila dentro de los tramos de guía metálica utilizados para excitar la estructura. De esta manera se busca conseguir la máxima adaptación posible entre la guía metálica y la dieléctrica. Simulando esta transición se ha podido observar que las pérdidas que introduce no superan los 0.0022 dB, por lo que en los siguientes resultados obviaremos estas pérdidas, pudiendo obtenerse la atenuación directamente desde el parámetro s_{12} . En la figura 3.8 se ilustra el diseño de esta estructura.

En la figura 3.9(a) se observa el parámetro s_{12} de la estructura simulada en función de la frecuencia. Se comprueba como el máximo está, aproximadamente, en 0.8 THz. Es inmediato



(a)



(b)

Figura 3.8: Estructura básica de una guía basada en tres paredes dieléctricas de espesor $\lambda/4$. (a) Vista tridimensional. (b) Sección longitudinal. Los elementos azules se corresponden con las láminas $\lambda/4$ de alta permitividad. Los blancos a aire (tanto el de la zona central de la guía como el de las láminas $\lambda/4$). En amarillo se muestra el *slab* de GaAs. En gris se muestran las zonas de PEC utilizadas para alimentar la guía.

obtener la atenuación (fig. 3.9(b)) en dB/m a partir del módulo del parámetro s_{12} , para lo que únicamente se ha dividido éste por la longitud de la guía ($250 \cdot 10^{-6} \text{ m}$), sin tener en cuenta las pérdidas que introduce la transición, pues en la zona en la que nos interesa (en torno a los 0.8 THz), no tiene apenas efecto.

De esta manera, dado un parámetro s_{12} de -0.2164 dB a 0.8 THz, la atenuación en este punto es de:

$$\alpha = -\frac{s_{12}}{L} = -\frac{-0,2164 \text{ dB}}{250 \cdot 10^{-6} \text{ m}} = 865 \text{ dB/m} \quad (3.14)$$

En lo referente a las pérdidas, el resultado que se obtiene es aún peor que para una guía totalmente metálica. Sin embargo parece que el emulador $\lambda/4$ está cumpliendo con su función y está imponiendo una condición de contorno similar a la de un metal que permite que el campo se guíe.

Estas pérdidas pueden tener diversos orígenes que se van a proceder a estudiar. En primer lugar, el slab de GaAs introduce de manera sistemática unas pérdidas; aunque si el espesor se escoge con una dimensión suficientemente pequeña, como es el caso, estas pérdidas deberían ser prácticamente despreciables. Por otro lado, existen vértices y aristas en la estructura emuladora que pueden hacer que haya energía que se escape de la apertura central de la guía. Para analizar esto en detalle se muestran los campos eléctrico y magnético en las figuras 3.10 y 3.11 en dos planos: el plano longitudinal que divide la guía en dos, y el plano transversal central (coincidiendo con un máximo del campo eléctrico).

En la figuras de los campos se puede comprobar como la distribución del campo se mantiene muy similar a la que correspondería a una guía metálica de las mismas dimensiones en la que se guía un modo TE_{10} . La principal diferencia está en la existencia del *slab*, en el que se puede comprobar que, debido a su espesor de sólo $8 \mu\text{m}$, el campo eléctrico se anula casi en su totalidad. De esta manera, se comprueba algo que puede ser muy importante de cara a la integración de esta guía en un sistema de terahercios; y es que la introducción del *slab* para la aplicación que se comentó arriba no supone la introducción de unas pérdidas que haya que tomar en cuenta. Pero el punto en el que debe fijarse la mayor atención de cara a buscar la reducción de las pérdidas está en el campo que aparece en el exterior de la guía. En las figuras 3.10(e), 3.11(d) y 3.11(f)

se puede comprobar que existe una componente y del campo eléctrico a tener en cuenta en los tramos cerámicos, así como componentes x y z del campo eléctrico, fundamentalmente. Esto indica que además del modo equivalente al TE_{10} que se guía en el centro, existe campo que sale fuera de la zona deseada y que se confina en las zonas de alta permitividad. Estas láminas de alta permitividad rodeadas de aire funcionan como guías *slab* para cualquier línea de campo que se escape de la apertura central.

Para mitigar este efecto, se va a estudiar en los próximos apartados la viabilidad de la introducción de pequeños elementos metálicos. Dado que el objetivo que se persigue es el estudio de guías principalmente dieléctricas, estos fragmentos metálicos no deben utilizarse para imponer condiciones que permitan el guiado, sino que se va a buscar cortar la propagación del campo fuera de la apertura, donde ésta no debe tener lugar.

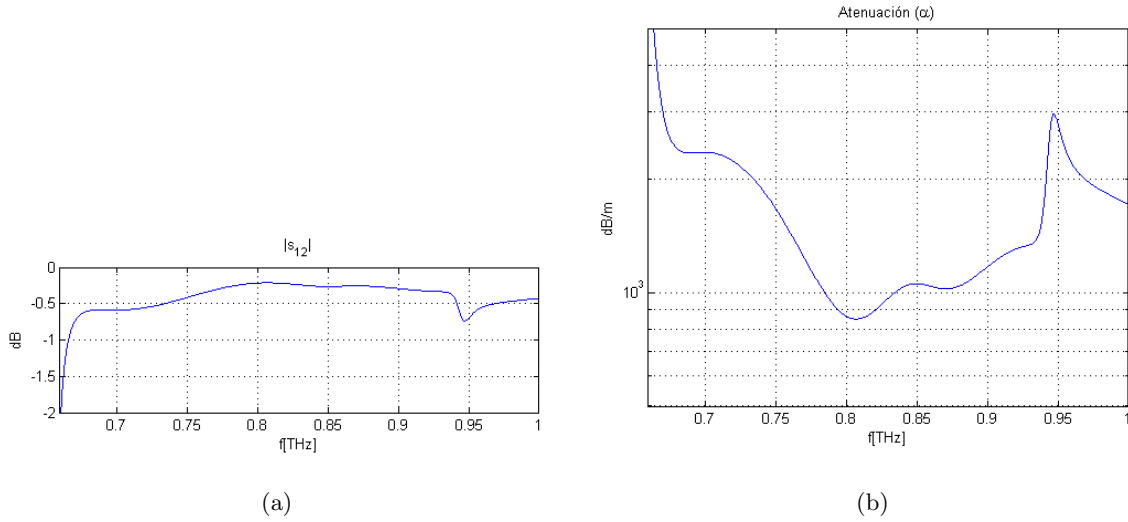
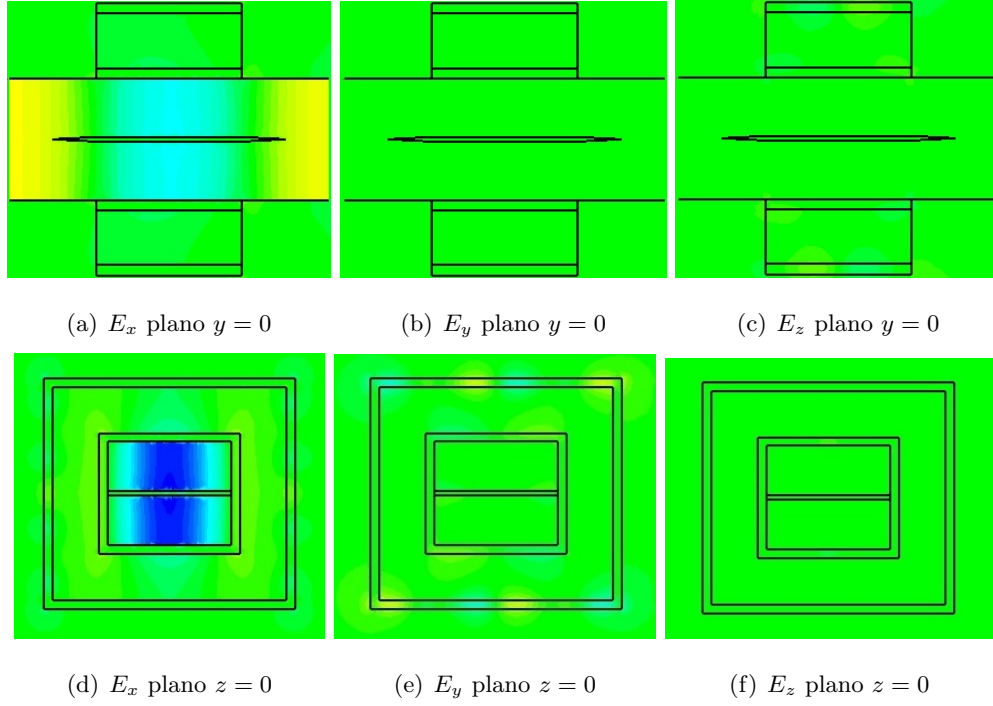
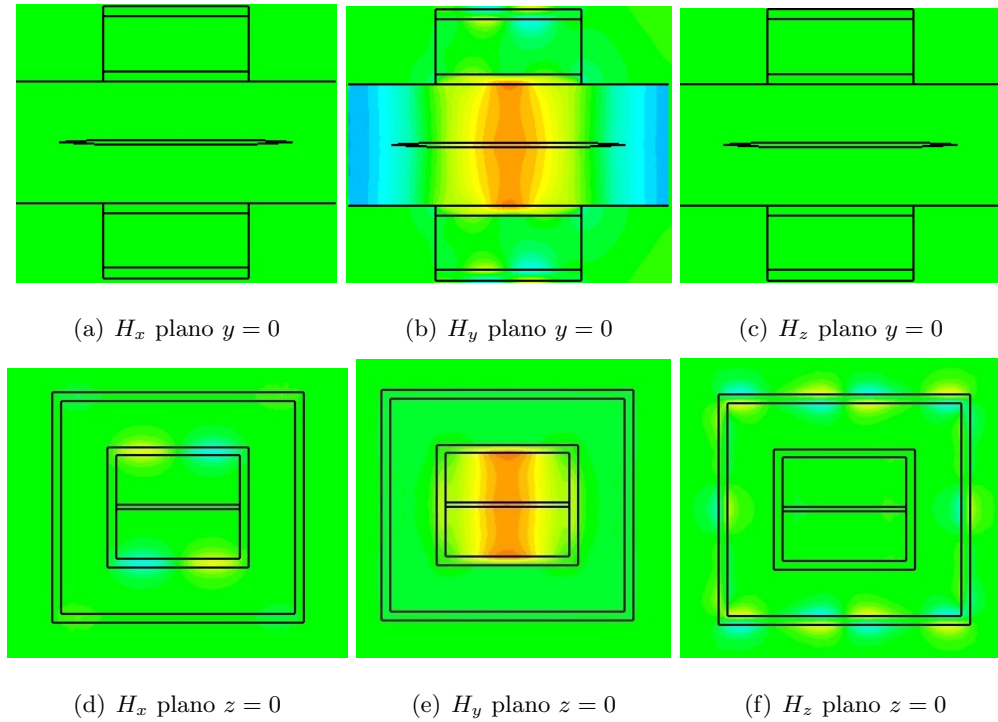


Figura 3.9: Parámetro s_{12} ((a)) y atenuación ((b)) de la guía basada en el emulador $\lambda/4$.

3.3.3. Introducción de elementos metálicos para la reducción de las pérdidas de propagación

La primera solución que se toma consiste en la introducción de tres paredes metálicas en los planos $z = cte$ que, obviamente, se agujerean en su centro para no afectar al campo en el centro de la guía. Su función consiste en forzar a que la condición de PEC anule cualquier componente transversal del campo eléctrico, cortando así la propagación que pueda existir fuera de la guía. En la estructura simulada se ha añadido una capa cerámica más, lo que supone una estructura

Figura 3.10: Campo eléctrico en la guía básica con emuladores $\lambda/4$.Figura 3.11: Campo magnético en la guía básica con emuladores $\lambda/4$.

formada por 5 láminas $\lambda/4$. La estructura diseñada se muestra en la figura 3.12.

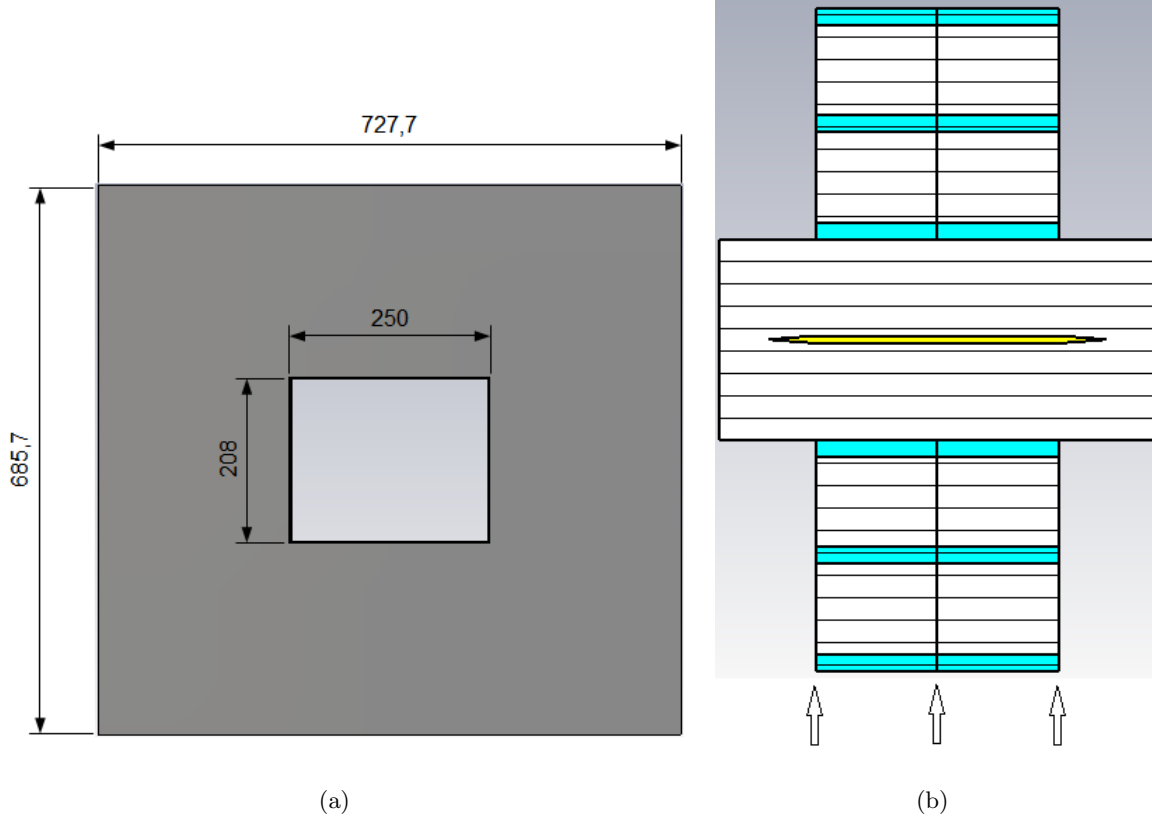


Figura 3.12: Estructura de la guía con tres paredes metálicas añadidas. (a) Dimensiones de la pared de PEC (expresadas en micras). (b) Sección transversal de la guía: en azul, las dos capas $\lambda/4$ de alta permitividad; en amarillo, el *slab* de GaAs y en blanco, aire (tanto la región central como los dos tramos $\lambda/4$ entre cada una de las capas de alta permitividad). Las flechas indican la situación de las tres paredes, separadas entre sí por 125 μm (se mantiene una longitud de 250 μm). La pared de PEC está dimensionada para ocupar toda la sección transversal de la guía.

El parámetro s_{12} que se consigue con esta estructura es de -0.015 dB, lo que supone, de nuevo despreciando las pérdidas debidas a la transición, una atenuación de 60 dB/m, calculada con la expresión 3.14. Esto significa que estamos mejorando en más de un orden de magnitud a la guía de partida, llegando a resultados mejores incluso que los que se pueden obtener utilizando guías metálicas.

En la figura 3.13 se observa la distribución del campo eléctrico en esta guía. Lo primero que puede destacarse es el mayor confinamiento del campo en el centro de la guía, lo que es un claro

indicativo de que haber incrementado el número de capas permite aproximar la condición de contorno de la estructura de láminas $\lambda/4$ a las de un PEC. Además, sigue sin haber campo en el interior del *slab*. Por otro lado, puede verse como el campo que aparece en las zonas de alta permitividad (especialmente en 3.10(e) y 3.10(c)) prácticamente desaparece, lo que significa que la pared está cumpliendo con la función para la que se introduce, cortando los modos guiados que se producen en estas capas.

Sin embargo, puede observarse que sigue habiendo dos aspectos que alejan la guía del funcionamiento deseado:

- Aparecen pequeñas componentes longitudinales (E_z) en las zonas próximas a los bordes internos de las paredes metálicas (fig. 3.13(c)).
- Existe todavía una pequeña fuga de energía hacia los laterales de la estructura a través de la componente x del campo (nótese el tenue *halo* azul que sobrepasa los límites del centro de la guía hacia los lados en la figura 3.13(e)).

Para poder continuar mejorando las prestaciones de esta guía, se amplía la solución anterior introduciendo otros elementos que impongan condiciones de contorno PEC. Se busca así mantener el campo lo más confinado posible en el interior de la guía, evitando en la medida de lo posible que exista cualquier componente de campo que escape de la región central de la guía.

1. Primera solución:

Se añaden cinco tiras metálicas, equiespaciadas una sobre otra, en cada uno de los laterales. Estas tiras están contenidas en planos $x = cte$, de forma que cualquier componente tangencial a esta superficie (y o z) no pueda existir. Estas láminas tienen la misma anchura que las láminas $\lambda/4$ de alta permitividad, empezando en el borde de la apertura central de la guía y extendiéndose hacia el exterior. En la figura 3.14 se muestra cómo es la estructura de PEC que se utiliza. Para poder mostrar esta estructura se ha excluido de la figura el resto de elementos, tanto el *slab* de GaAs como las cinco capas de espesor $\lambda/4$, que se mantienen igual que en la guía anterior (al igual que los tramos metálicos para alimentar la estructura). Sí se mantienen, ahora y en las siguientes soluciones presentadas, las tres paredes metálicas que se utilizaron en el modelo anterior. Se ha comprobado que, para la

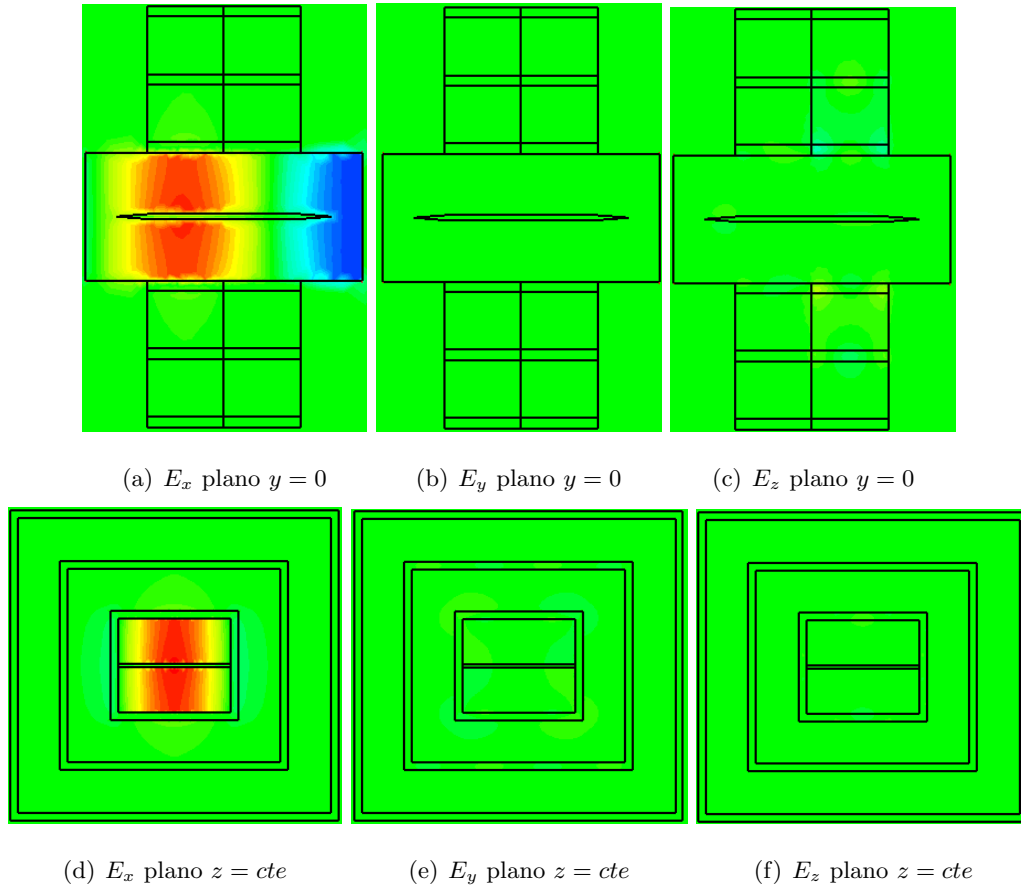


Figura 3.13: Campo eléctrico en la guía con tres paredes metálicas. El plano $z = cte$ se elige para observar un máximo del campo.

estructura que se está simulando, la distancia entre estas paredes es la mejor, empeorando la atenuación cuando se incrementa la distancia entre ellas y cuando se introducen más paredes, disminuyéndola.

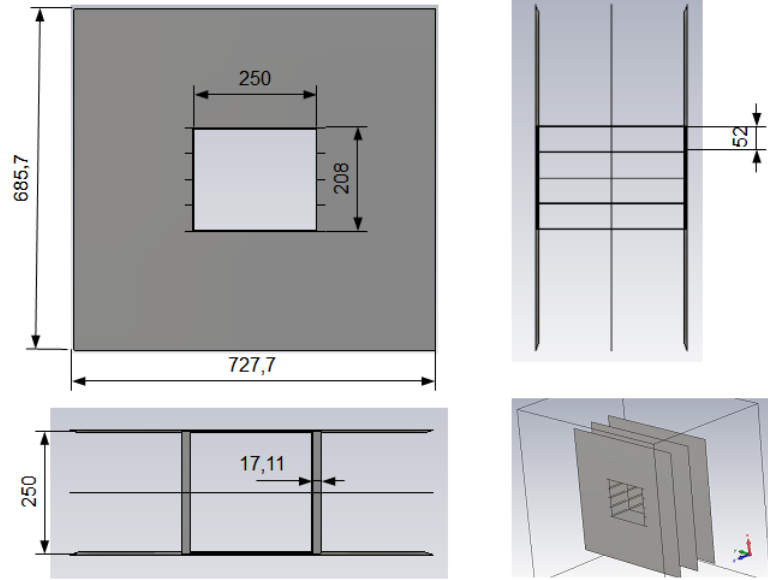


Figura 3.14: Primera propuesta para reducción de la atenuación. Todas las medidas se expresan en micrómetros.

El parámetro s_{12} que se obtiene con esta estructura es de -0.00747 a 0.8 THz. Esto significa una atenuación de 29.88 dB/m, por lo que se han reducido las pérdidas a la mitad con la introducción de estas tiras metálicas.

2. Segunda solución:

Observando los campos del modelo anterior en la superficie de la primera capa $\lambda/4$ de alta permitividad, se ha detectado la presencia de componentes longitudinales en zonas próximas a las aristas de la apertura rectangular central de la guía. Para subsanarlo se van prolongar ligeramente las cuatro tiras de PEC que quedan junto a las aristas de manera que cubran parte de las caras internas superior e inferior de la apertura central (ver fig. 3.16).

El parámetro s_{12} que se obtiene con esta estructura es de -0.0041 a 0.8 THz. Esto implica una atenuación de 16.4 dB/m.

3. Tercera solución:

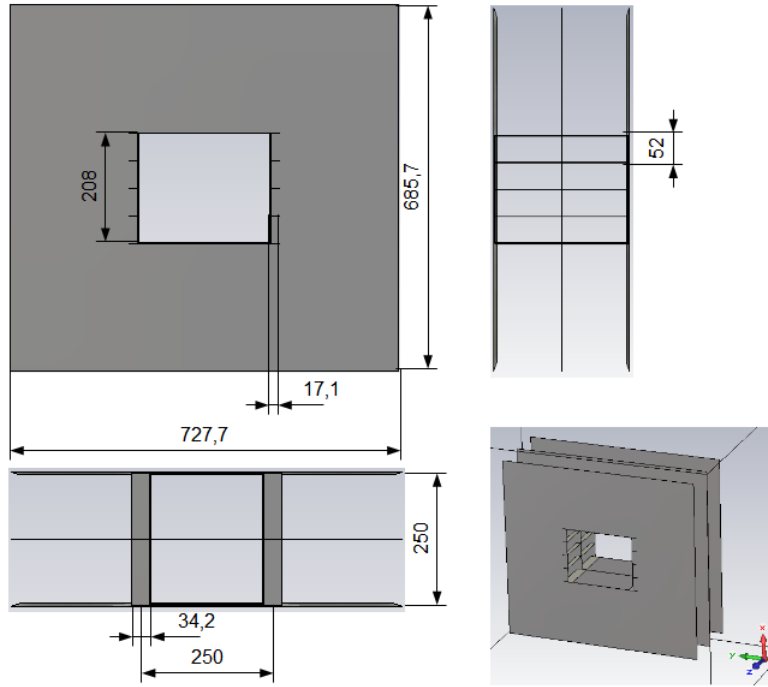


Figura 3.15: Segunda propuesta para reducción de la atenuación. Todas las medidas se expresan en micrómetros.

El tercer modelo que se propone parte de la primera solución y añade cinco tiras con la misma anchura en las caras superior e inferior de la superficie interna de la guía. Estas tiras se sitúan equiespaciadas una al lado de la otra en planos $x = cte$ y a lo largo de toda la longitud de la guía. Las cuatro de los extremos (dos en la parte superior y otras dos en la parte inferior) se unen a las tiras introducidas en la primera solución, por lo que las cuatro tiras que quedan en las aristas internas tienen una anchura mayor. La estructura metálica resultante se muestra en la figura 3.16.

El parámetro s_{12} que se obtiene con esta estructura es de -0.0034 a 0.8 THz. Esto implica una atenuación de 13.6 dB/m, lo que no supone una drástica reducción en comparación a lo logrado con las dos anteriores soluciones.

4. Cuarta solución:

Debido a lo observado en la solución anterior, donde se ha visto que introducir láminas en el centro de la superficie interna de la guía no supone una gran mejora, se van a eliminar todas las láminas que no estén situadas en las aristas. Las únicas láminas que quedan son,

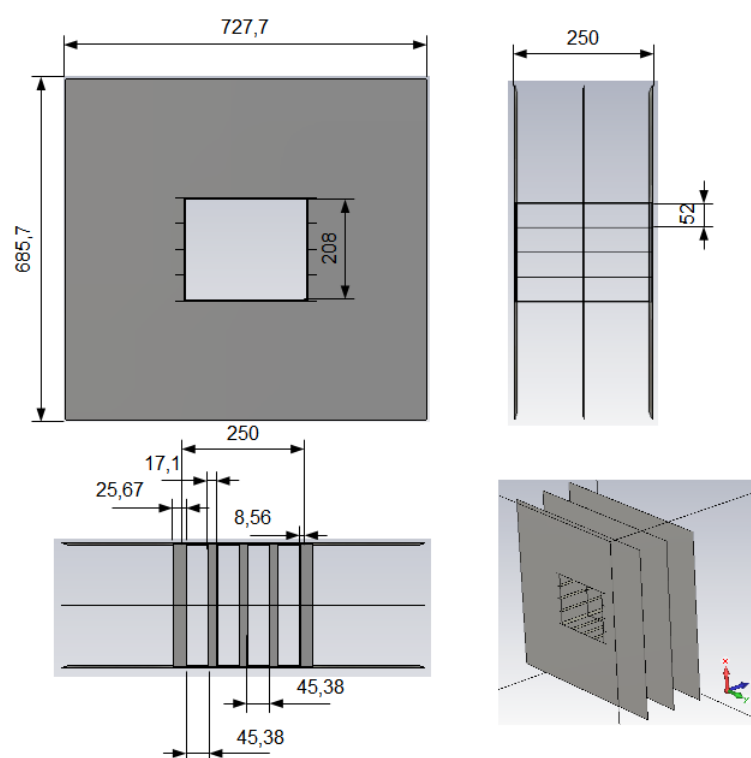


Figura 3.16: Tercera propuesta para reducción de la atenuación. Todas las medidas se expresan en micrómetros.

por tanto, las situadas en las aristas, ocupando toda la longitud de la guía con una anchura de $\lambda/2$ y centradas en cada una de las aristas dentro del plano $x = cte$ (se deja un espesor de $\lambda/4$ a cada lado). En la figura 3.17 se muestra la estructura metálica de esta solución, que además de eliminar la complejidad de las soluciones anteriores, ha logrado mostrarse como la mejor obtenida hasta ahora.

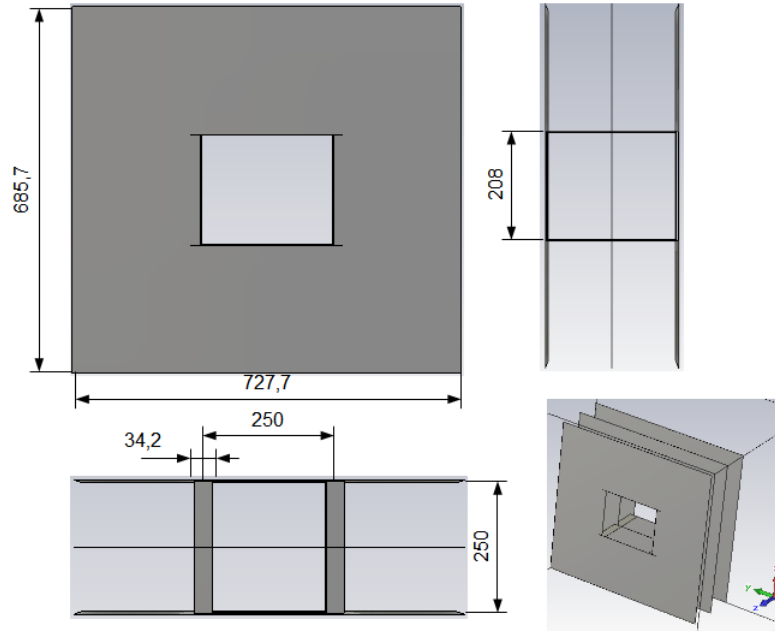


Figura 3.17: Cuarta propuesta para reducción de la atenuación. Todas las medidas se expresan en micrómetros.

El parámetro s_{12} que se obtiene con esta estructura es de -0.00182 a 0.8 THz. Esto implica una atenuación de 7.28 dB/m, siendo el mejor resultado obtenido. En la figura 3.18 se muestra el campo eléctrico en planos longitudinales y transversales. En ella puede observarse como el campo ahora esta casi perfectamente confinado, desapareciendo todo el rastro de energía que escapaba de la apertura central de guía.

Hasta este momento, todas las soluciones que se han propuesto se basan en la utilización de PEC que impone unas condiciones de contorno ideales y sin pérdidas. El siguiente paso es evaluar cuáles son las prestaciones de esta guía cuando se sustituyen las estructuras formadas por material conductor eléctrico perfecto por metales reales como oro o plata. El modelo con pérdidas del metal se introduce en los armazones metálicos que se han presentado en las diferentes

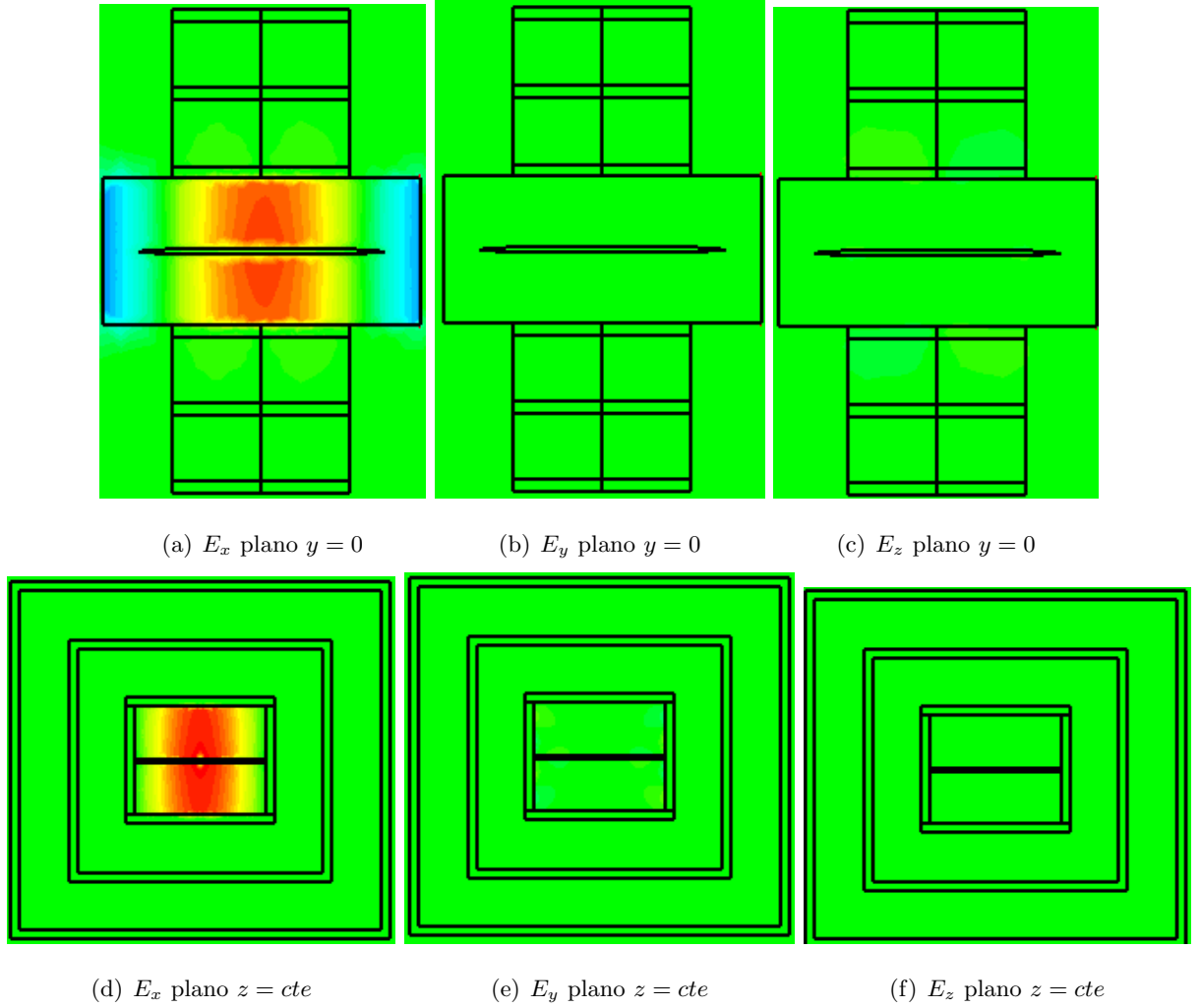


Figura 3.18: Campo eléctrico en la guía con tres paredes metálicas. El plano $z = cte$ se elige en el centro de la guía, coincidiendo aproximadamente con el máximo).

soluciones anteriores, nunca en las paredes de las guías metálicas a través de las que se alimenta la dieléctrica.

Cuando se introducen estos materiales los resultados empeoran drásticamente. Si se centra la atención en la última solución propuesta, que es la que mejores prestaciones ha presentado, el parámetro s_{12} con oro es de -0.0027 dB y -0.0235 dB con plata, lo que representa 108 dB/m y 94 dB/m respectivamente. Este resultado implica que, aunque es necesario buscar la forma de introducir estas láminas para imponer ciertas condiciones de contorno, debe buscarse la forma de disminuir las pérdidas que introducen cuando se utilizan metales como el oro o la plata. En la tabla 3.2 se muestra un resumen con las prestaciones en atenuación de todas la soluciones planteadas. Puede observarse como, una vez que se introducen los metales reales, las pérdidas crecen hasta situarse próximas a las de las guías metálicas. Sin embargo, sigue siendo mejor que la guía más básica modelada utilizando únicamente tramos $\lambda/4$.

| | s_{12} [dB] | α [dB/m] |
|--|---------------|-----------------|
| Guía $\lambda/4$ básica (fig. 3.8) | -0.2164 | 865 |
| Básica + paredes metálicas (fig. 3.12) | -0.015 | 60 |
| Solución 1 (fig. 3.14) | -0.00747 | 29.88 |
| Solución 2 (fig. 3.15) | -0.00410 | 16.4 |
| Solución 3 (fig. 3.16) | -0.00340 | 13.6 |
| Solución 4 (fig. 3.17) | -0.00182 | 7.28 |
| Solución 4 (oro) | -0.0270 | 108 |
| Solución 4 (plata) | -0.0235 | 94 |

Tabla 3.2: Cuadro resumen de las prestaciones de las guías que utilizan los emuladores $\lambda/4$.

Capítulo 4

Guías de bajas pérdidas basadas en la guía dieléctrica *slab*

4.1. Introducción

En el capítulo 2 se realizó el estudio de la topología básica de guía dieléctrica: la guía *slab*. En concreto, se analizaron cuáles deben ser las dimensiones y características a cumplir para que presente un carácter de bajas pérdidas. Se ha podido observar que, para cumplirlo, pueden utilizarse tanto guías simétricas como asimétricas, ofreciendo mejores prestaciones las segundas si la zona del *cladding* con permitividad superior a la unidad tiene una tangente de delta mucho menor que la del *core*. En todo caso, la principal herramienta de cara a la disminución de las pérdidas de propagación está en la reducción del espesor del *core* de la guía.

En este capítulo se va a realizar, a través de simulación, un estudio de las prestaciones que pueden alcanzarse con estas guías en un escenario real, es decir, limitando las dimensiones que en el desarrollo teórico se extienden de manera infinita. Además, se realizará una primera aproximación a los resultados y limitaciones que pueden obtenerse al agujerear el *core*.

Todas las guías simuladas en los siguientes apartados se modelan a partir de un único *slab* de arseniuro de galio que se sitúa en el vacío, por lo que son topologías simétricas. La decisión de centrar el estudio en guías simétricas se toma teniendo en cuenta dos aspectos. En primer lugar, la dificultad adicional que supondría la adaptación de un *slab* asimétrico a los *driver* de GaAs.

Por otra parte, la introducción una capa adicional de material dieléctrico con bajas pérdidas complica el diseño y la posterior fabricación, obteniendo a cambio una mejora muy pobre de las prestaciones como se ha podido demostrar en el capítulo 2. Se necesitaría, además, un dieléctrico con una buena transparencia en THz para que la utilización de una guía asimétrica cobre sentido, lo cual es también difícil.

La alimentación de las guías slab se hará utilizando dos tramos de guía metálica construida con PEC, dentro de la cual el *slab* va creciendo progresivamente hasta que alcanza el espesor deseado, donde se retira la guía metálica y se deja que sea sólo el material dieléctrico de alta permitividad (GaAs) el que realice el guiado. Se analizarán los campos obtenidos para observar qué modo es el que logra excitarse en la guía dieléctrica cuando se parte del modo fundamental de la guía metálica rectangular (TE_{10}).

En primer lugar se van a analizar las pérdidas en una guía dieléctrica con una región central eléctricamente grande. Vistas sus limitaciones en cuanto a la atenuación que presenta, se comprobará que se puede reducir disminuyendo el espesor del core. Para ello, previamente buscaremos el límite inferior del espesor que podemos fijar utilizando nuestro método de excitación, de manera que a partir de ese punto se pueda utilizar ese espesor para el resto de los modelos de simulación. Por último, se mostrarán los resultados de la simulación de guías en las que progresivamente se irá realizando un agujereado del *core* con pequeños orificios rectangulares, observando su efecto y comprobando los límites alcanzables.

4.2. Estudio de las pérdidas en una guía simétrica.

4.2.1. Guía de espesor eléctricamente grande.

El primer modelo de guía que se realiza para la simulación consiste en una guía con un espesor de $h = 208 \mu m$, una anchura de $250 \mu m$. Para excitar la estructura se utiliza un tramo de guía metálica de $250 \mu m \times 208 \mu m$, utilizando el modo fundamental TE_{10} para excitar el slab, que a través de su ensanchamiento progresivo, permite convertir este modo en un modo similar al TM_0 de una guía *slab*. Las dimensiones de la guía metálica hacen que la frecuencia de corte del TE_{10} sea de 0.6 THz. Para mantener una coherencia con los resultados del apartado anterior, se van a evaluar las prestaciones de las guías de este capítulo a 0.8 THz.

Para evaluar la atenuación en esta guía se va a simular el modelo mostrado en la figura 4.1 para diferentes longitudes (L), lo que a través de un ajuste por mínimos cuadrados nos permitirá obtener la atenuación por unidad de longitud. Esta atenuación se halla a partir de la pendiente de la recta de ajuste, no pudiendo tomarse directamente del parámetro s_{12} debido a las pérdidas que se producen en la transición y que hay que contabilizar a través de la simulación de una guía de longitud 0, es decir, la que está formada únicamente por las transiciones de ambos extremos, que ahora no pueden despreciarse. En la tabla 4.1 se muestran los puntos evaluados, que se representan junto a la recta de ajuste en la figura 4.2.

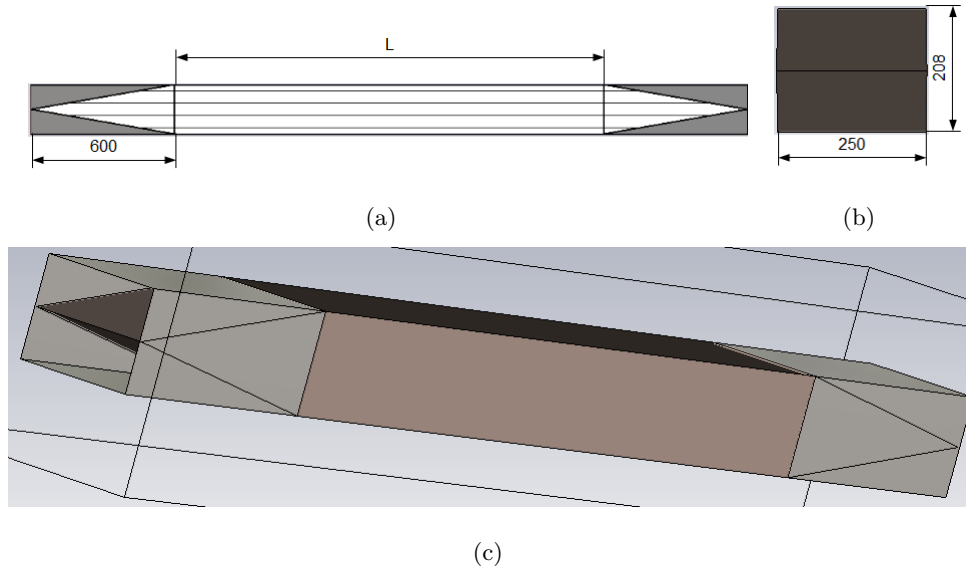


Figura 4.1: Estructura de la guía slab simulada con espesor eléctricamente grande. (a) Sección longitudinal. (b) Vista frontal. (c) Modelo tridimensional.

La pendiente tiene un valor de $-0,0026 \text{ dB}/\mu\text{m}$, lo que supone unas pérdidas de $2,6 \text{ dB}/\text{mm}$. Si sólo se utilizan las dos primeras muestras (la de 0 y 500 micras), se obtienen unas pérdidas de $2.88 \text{ dB}/\text{mm}$.

4.2.2. Guía dieléctrica de espesor reducido.

A continuación se va a observar lo que sucede al reducir el espesor de la guía. De esta manera, esperamos que parte del campo se propague por el exterior de la lámina de GaAs central, lo que debería suponer una notable reducción de la atenuación en la guía; aunque el espesor utilizado de $50 \mu\text{m}$ sigue siendo grande y, por lo tanto, es de esperar que aún haya una

| Longitud del <i>slab</i> [μm] | s_{12} [dB] |
|--------------------------------------|---------------|
| 0 | -2.59 |
| 500 | -4.03 |
| 700 | -5.92 |
| 1000 | -4.9 |
| 1200 | -5.91 |

Tabla 4.1: Parámetro s_{12} de una guía slab simétrica de espesor $h = 208 \mu m$ para diferentes longitudes

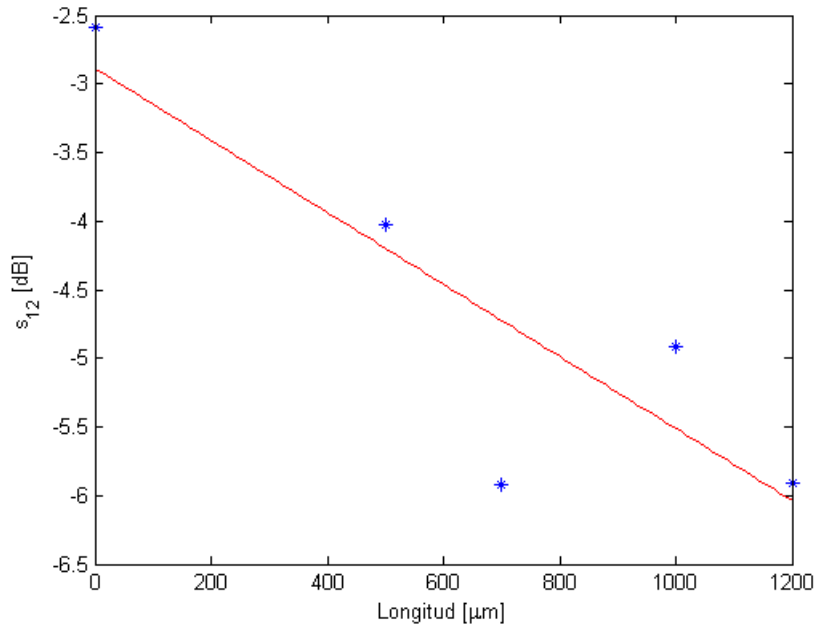


Figura 4.2: Evolución de la atenuación en una guía *slab* de espesor $h = 208 \mu m$ en función de la longitud. En rojo se muestra la recta de ajuste por mínimos cuadrados.

gran parte del campo eléctrico guiándose por el interior del *core*. La elección de este espesor viene motivada por el espesor mínimo que se puede utilizar para conseguir que la transición utilizada para pasar de la guía metálica a la guía dieléctrica funcione. Se evita de esta manera que la guía metálica radie el campo como si se tratase de una apertura, que es lo que ocurre cuando el espesor se hace demasiado pequeño en este modelo. En la 4.3 se muestra una alternativa basada en un doble cambio de espesor, ensanchando y después estrechando hasta espesores por debajo de las $50 \mu m$. Sin embargo, las pérdidas de esta transición son muy altas (del orden de los 10

dB), complicándose su caracterización, por lo que se requiere el estudio de nuevas transiciones para buscar la forma de excitar en simulación este tipo de estructuras en la que el *slab* posee un espesor eléctricamente pequeño.



Figura 4.3: Modelo de guía alimentada a través de una doble transición (sección longitudinal en $y = 0$).

Se ha estudiado la atenuación que presenta la guía utilizando diferentes espesores tras fijar una longitud de 1 mm. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 4.2, donde se muestra la evolución del parámetro s_{12} para los diferentes espesores evaluados. Aunque es posible que existan diferencias en las pérdidas que introduce la transición de cada una de las guías, como los espesores son muy similares entre sí se va a considerar despreciable la diferencia que pueda existir. De esta manera el parámetro s_{12} para una única longitud de la guía es suficiente para evaluar el mejor espesor para el modelo.

| Espesor del <i>slab</i> [μm] | s_{12} [dB] |
|-------------------------------------|---------------|
| 25 | -11.5 |
| 40 | -4.55 |
| 50 | -2.3 |
| 60 | -3 |

Tabla 4.2: Parámetro s_{12} de una guía slab a 0.8 THz simétrica para diferentes espesores. La longitud se ha fijado a 1 mm.

A la vista de los valores de la tabla 4.2 parece que el método de excitación funciona hasta las 50 μm , momento a partir del cual el campo empieza a radiarse hasta que, como puede observarse con el valor obtenido para 25 μm , la guía deja de funcionar y empieza a comportarse como una antena de apertura sin que el campo se adhiera a la superficie dieléctrica.

Para conocer las pérdidas de la guía, se toma otra medida para el espesor de 50 μm , esta vez con una longitud de $L = 0,5$ mm. Para esta longitud se obtiene un parámetro s_{12} de -1.37 dB, pudiendo obtenerse una medida de la atenuación como:

$$\alpha = -\frac{s_{12}^{(1000)} - s_{12}^{(500)}}{1 \text{ mm} - 0,5 \text{ mm}} = -\frac{-2,3 \text{ dB} + 1,4 \text{ dB}}{0,5 \text{ mm}} = 1,88 \text{ dB/mm}$$

Este valor supone una reducción de, al menos, un 28 % de la atenuación respecto a la guía con espesor 208 μm . Se confirma, por tanto, el hecho de que reduciendo el espesor se reducen también las pérdidas. Y esto es sólo una primera aproximación, pues el espesor de 50 μm sigue siendo eléctricamente grande y el campo apenas ha empezado a salir aún de la guía. Por lo tanto, buscando otros medios para excitar estructuras con espesores mucho menores podemos conseguir resultados que, de forma teórica, pueden hacer la atenuación arbitrariamente pequeña. Lógicamente, en la práctica esto no es así, pues la dimensión finita en la dirección y del modelo incrementa la frecuencia de corte del modo fundamental. Al mismo tiempo, cuando se reduce el espesor el campo sale del *slab* ocupando una región mayor del espacio haciendo necesaria la introducción de una alguna estructura que proteja a la guía de todo tipo de agentes externos, tanto mecánicos como electromagnéticos. Por ejemplo, debido a que el campo se guía por el exterior del slab, cuando este se apoye sobre alguna superficie dejará de funcionar, pues si no hay nada que lo proteja no habrá espacio libre para el campo entre la guía y su apoyo.

En la figura 4.5 se muestra la distribución los campos eléctrico y magnético para un espesor 60 μm . Se muestran en el plano $y = 0$, el cual se corresponde con un corte longitudinal de la guía en su parte central. Lo más relevante es comprobar que parte del campo eléctrico ahora se guía por el exterior, aunque sigue habiendo una parte muy importante dentro del *core* de la guía. Es de esperar que esto se acentúe a medida que el espesor se haga menor, hasta salir completamente de la región central. En la figura 4.4 se muestran campos en un plano $y = \text{cte}$ de la guía *slab* teórica, donde se pueden observar las similitudes entre el campo en el plano longitudinal central de la guía y el modo TM0 de una guía *slab*. De esta manera se comprueba que se ha conseguido excitar el modo equivalente al TM0 de la topología slab teórica a partir del modo fundamental de la guía metálica.

4.2.3. Aproximación a la guía agujereada

Uno de los mecanismos que puede utilizarse para conseguir la reducción de la atenuación en la guía está en hacer pequeños orificios en el *slab*. De esta manera, se elimina parte del material que produce pérdidas pero sin que esto afecte demasiado a la propagación del campo. Partiendo

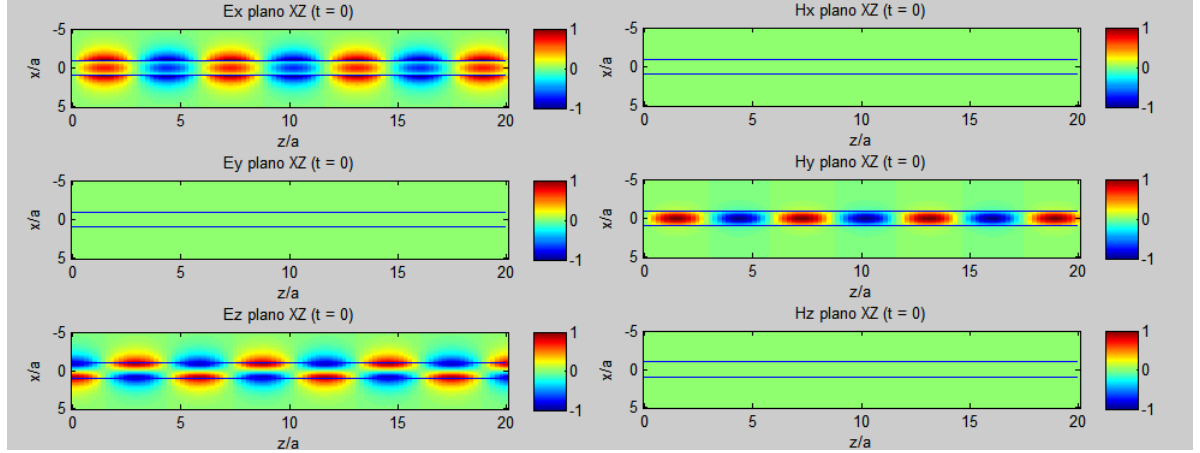


Figura 4.4: Campo teórico en una sección longitudinal ($y = cte$) de la guía slab simétrica y de espesor $h = 60 \mu m$ (infinita en la dimensión y) .

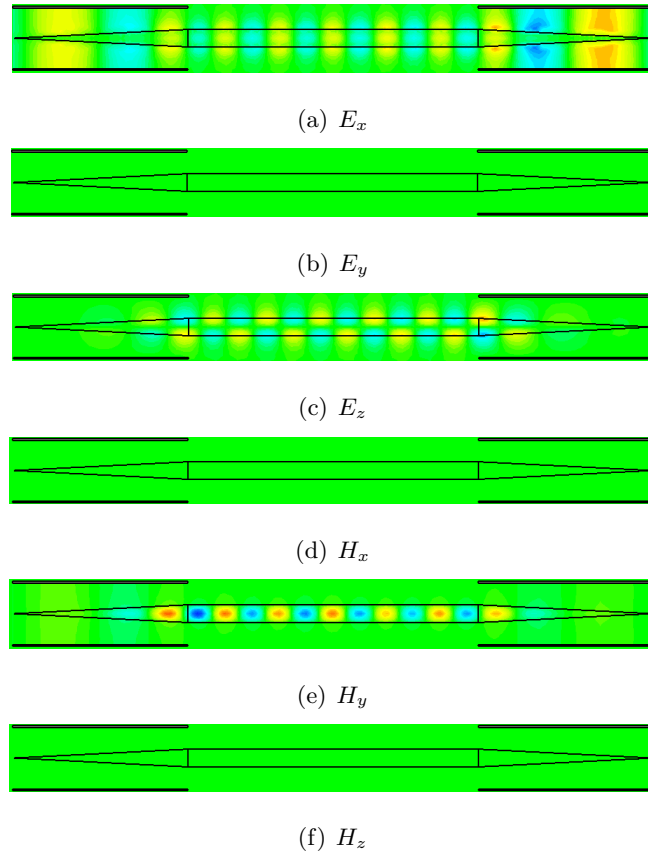


Figura 4.5: Campo eléctrico y magnético en el plano $y = 0$ para una guía con $h = 60 \mu m$ (sección longitudinal en el plano central de la guía).

del modelo de la guía de espesor $h = 50 \mu m$, cuyo parámetro s_{12} para una longitud de 1 mm es de -2.4 dB, se va a proceder a ir agujereando de manera sucesiva la guía, comprobando su efecto sobre este parámetro y sobre la distribución del campo eléctrico en la guía.

1. Un único orificio en la guía:

El primer paso es practicar un único taladro en una de las esquinas del *core* de GaAs, tal y como se muestra en la figura 4.6. De esta manera se consigue reducir el parámetro s_{12} hasta un valor de -2.3 dB. Es fácil explicar una variación tan pequeña, pues la sustracción de material es también muy pequeña.

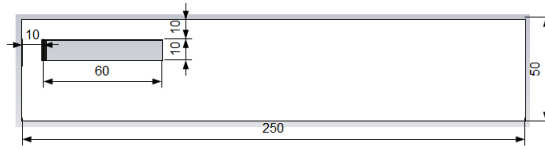


Figura 4.6: Primer modelo de guía agujereada. Todas las unidades están expresadas en micras.

2. Cuatro orificios:

El segundo paso consiste en agujerear el slab en las cuatro esquinas. Esta vez se va a jugar con las dimensiones de los huecos practicados, concretamente con su anchura (expresada como W en la figura 4.7). Así, se pudo construir la tabla 4.3 a partir de los resultados obtenidos.

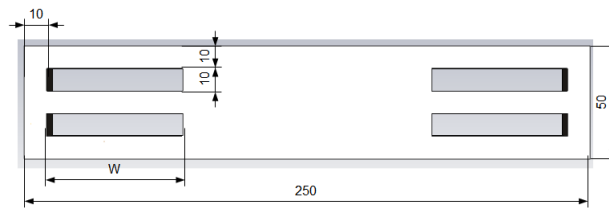


Figura 4.7: Segundo modelo de guía agujereada. Todas las unidades están expresadas en micras.

Si se juega con esta dimensión del orificio, se puede observar que cuando éste es pequeño las pérdidas se acercan a las de la guía de partida. Por otra parte, si se hace demasiado grande existe un punto en el que se empieza a afectar al guiado, lo que provoca que también aumenten las pérdidas. Existen, por tanto, unas dimensiones y una posición óptima para estos taladros. En nuestro caso puede observarse que la anchura óptima ronda los $60 \mu m$.

| W [μm] | s_{12} [dB] |
|---------------|---------------|
| 55 | -1.78 |
| 60 | -1.76 |
| 65 | -1.78 |
| 90 | -2.9 |

Tabla 4.3: Parámetro s_{12} de una guía slab a 0.8 THz con cuatro orificios en las esquinas.

3. Seis orificios

El último modelo simulado consiste en añadir dos orificios más en el centro del dieléctrico (fig. 4.8). Las prestaciones de esta guía caen drásticamente y ya no existe mejora, empeorando incluso frente al *slab* de partida, pues se ha eliminado demasiado material. El parámetro s_{12} toma para este caso un valor de -3.5 dB

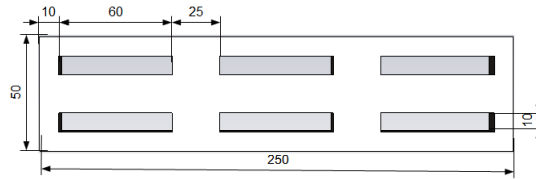


Figura 4.8: Tercero modelo de guía agujereada. Todas las unidades están expresadas en micras.

Es interesante ver cuál es la distribución de los campos para ver cómo y por qué se alcanza el límite de estas estructuras. En la figura 4.9 se muestran dos distribuciones del módulo en una sección transversal próxima a un máximo del campo. En la fig. 4.9(a) se puede ver como el campo se *achata*, distribuyéndose fundamentalmente en las zonas en las que no se ha agujereado la guía. Si se incrementa el volumen agujereado, llega un momento en el que la distribución del campo se degrada debido a que el modo no tiene suficiente espacio para propagarse confortablemente. En la fig. 4.9(b) se puede observar cómo el campo se distribuye fundamentalmente en las estrechas regiones debajo de las que no existen orificios. Esto provoca una distribución más irregular y una mayor penetración del campo dentro del *core* de GaAs; derivando en una caída drástica de las prestaciones de la guía, como se comprobó al observar el parámetro s_{12} de la guía de seis orificios.

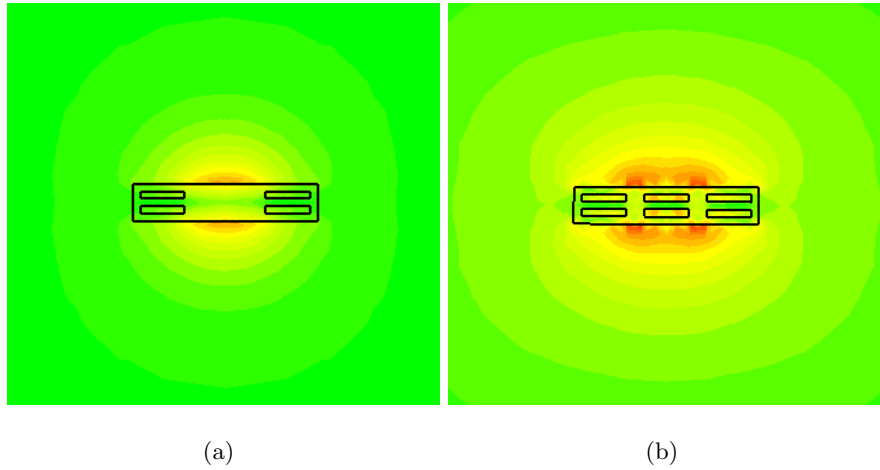


Figura 4.9: Módulo de los campos en guías agujereadas en un instante y un plano determinado cercano a un máximo.(sección trasversal). (a) Cuatro orificios. (b) Seis orificios.

Conclusiones y futuras líneas de trabajo

En la primera parte se han programado diferentes expresiones de cara a poder caracterizar la guía slab. Se ha analizado su comportamiento en la banda de Terahercios, obteniendo las cartas modales, la distribución de los campos y una medida objetiva del confinamiento de la potencia en el core consistente en dar una medida de la fracción de la potencia que se guía en el core de la guía. Todas estas medidas y cálculos han sentado la base para poder buscar cuáles son las herramientas básicas de cara a conseguir una guía dieléctrica con bajas pérdidas. Una vez calculada la atenuación, han podido extraerse dos resultados fundamentales:

En primer lugar, se ha observado que el principal mecanismo de cara a conseguir una guía de bajas pérdidas está en la utilización de espesores eléctricamente muy pequeños. De esta manera la mayor parte de la potencia se guía por el exterior de la región central, que suele ser la que presenta los medios más opacos. Sin embargo, cuando se guía el campo por su exterior, lo que en una guía simétrica significa generalmente que se guía por el aire, estamos forzando a que lo haga por el medio con menos pérdidas.

En segundo lugar, la utilización de una guía asimétrica puede introducir una cierta mejora. Sin embargo, esta mejora dependerá de la transparencia del material dieléctrico del *cladding*, sin que exista una ventaja efectiva cuando la tangente de delta de este material sea comparable a la del *core*. Además, aunque existe una mejora frente a la topología simétrica cuando se trata de un dieléctrico con una tangente de delta mucho menor que la del *core*, sería necesario evaluar su ventaja real tanto por la mayor dificultad de fabricación de la guía asimétrica como por la dificultad de encontrar materiales de tan bajas pérdidas en esta banda.

Existe además un problema práctico que debe abordarse. En el caso de una guía simétrica, debido a que la mayor parte del campo se guía fuera de la zona sólida, es necesario buscar algún tipo de protección frente al medio externo. De esta manera se podrá evitar que el campo que se propaga adherido a la superficie del *slab*, pero fuera de él, sufra cualquier tipo de perturbación.

En el segundo punto se ha abordado el diseño de una guía dieléctrica mediante estructuras que emulan las condiciones impuestas por un metal perfecto. Se han hecho dos propuestas, la primera basada en tramos consecutivos $\lambda/4$ y otra basada en los resonadores dieléctricos extraídos de [9]. Aunque se han replicado los resultados de la segunda solución, su utilización como paredes de guías no ha dado ningún resultado de interés. Los tramos $\lambda/4$, sin embargo, son una solución que permite ajustar el módulo del coeficiente de reflexión tan próximo a la unidad como se desee a través del incremento del número de láminas. Además, se ha visto que incrementar este número de tramos no sólo afecta al máximo del módulo del coeficiente de reflexión sino que también aporta una forma más plana a la curva que expresa su evolución con la frecuencia, lo que implica un mayor ancho de banda.

La primera guía modelada utilizando tres tramos $\lambda/4$, dos cerámicos y uno de aire, ha resultado tener unas pobres prestaciones con unas pérdidas superiores a 800 dB/m. Para mejorarlo, se han añadido otras dos capas (ahora con un total de cinco de las cuales tres son de material cerámico entre dos tramos de aire). Además, a la vista de los campos en la guía anterior, se han introducido unas paredes PEC en secciones transversales con el ánimo de cortar la propagación de modos guiados en los slab formados por los tramos $\lambda/4$ de alta permitividad y los tramos $\lambda/4$ de aire que los rodean. Así, se han conseguido mejorar las prestaciones de la guía hasta obtener una atenuación de 60 dB/m. La introducción de más condiciones PEC en los lugares adecuados ha permitido seguir reduciendo la atenuación hasta cerca de 7 dB/m.

Estos modelos totalmente teóricos pierden sus buenas prestaciones cuando se introducen metales reales, estando ahora próximas a las de las guías metálicas cuando se usan en la banda de THz. Por ello, aunque se ha demostrado que la emulación de las paredes metálicas puede ser una nueva solución de cara a obtener guías de bajas pérdidas, los modelos de simulación que aquí se han planteado y con los que se han obtenido los mejores resultados están aún lejos de ser aplicables en la práctica. Sí se ha podido observar que los dos principales problemas están en los modos guiados de los tramos $\lambda/4$ de alta permitividad y en la imperfección, en cuanto

a la dimensión de estos tramos, que existe en las aristas internas de la guía. Ambos problemas pueden ser el punto de partida para el estudio de una guía construible basada en estos tramos $\lambda/4$.

En el tercer punto se han simulado modelos de guía *slab* estudiando y comprobando su comportamiento en dos escenarios. Primero se ha observado que disminuir el espesor supone disminuir la atenuación si se consigue que parte del campo se guíe por el exterior. En segundo lugar, se ha realizado una primera aproximación a las prestaciones de la guía cuando se agujerea el *core*. Se ha comprobado que cualquier orificio que se practique altera la distribución del campo, llegando a afectar a la prestaciones si se extrae demasiado material. Sin embargo, sí existe una mejora, aunque ligera, de la atenuación.

La principal limitación que se ha encontrado está en la forma de excitar la estructura a partir de una guía metálica. Con la solución propuesta, el límite inferior del espesor del slab está en $50\ \mu m$ a 0.8 THz. Aunque se han buscado alternativas, no se ha conseguido una forma eficaz de excitar guías con espesores inferiores. Por ello, se requiere de un mayor esfuerzo en lo que al modelo de simulación se refiere para poder buscar nuevas formas de alimentar un *slab* de menor espesor. Así, se podrían caracterizar mejor estas estructuras buscando el límite práctico de la atenuación en una guía *slab*.

Bibliografía

- [1] S. Preu, G.H. Döhler, S. Malzer, L.J. Wang, and A.C. Gossard. Tunable, continuous-wave terahertz photomixer sources and applications. *Journal of Applied Physics*, 109(061301), 2011.
- [2] Goutam Chattopadhyay. Terahertz antennas and systems for space borne platforms. *Antennas and Propagation(EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, pages 1, 7, 2010.
- [3] Peter H. Siegel. Thz for space: The golden age. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, pages 816, 819, 2010.
- [4] Longfang Ye, Yong Zhang, Ruimin Xu, and Weigan Lin. Investigation of transmission losses in a dielectric slab waveguide at terahertz frequencies. *Fundamental Science on EHF Laboratory. University of Electronic Science and Technology of China. Chengdu, China.*, 2012.
- [5] Oleg Mitrofanov, Richard James, F. Anibal Fernandez, Themistoklis K. Mavrogordatos, and James A. Harrington. Reducing transmission losses in hollow thz waveguides. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 1(1):124–132, 2011.
- [6] C. Yeh and F.I. Shimabukuro. *The Essence of Dielectric Waveguides*. Springer, New york, 2008.
- [7] Andrey Markov, Anna Mazhorova, and Maksim Skorobogatiy. Planar porous thz waveguides for low-loss guidance and sensing application. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 3(1):96, 102, 2013.
- [8] Dietrich Marcuse. *Theory of Dielectric Optical Waveguides*. Academic Press, 1974.

- [9] Zhi Hao Jiang, Seokho Yun, Lan Lin, Donovan Brocker, Douglas H. Werner, and Theresa S. Mayer. Experimental demonstration of an optical artificial perfect magnetic mirror using dielectric resonators. *Department of Electrical Engineering. The Pennsylvania State University.*, 2012.